Gordian Sehrig

9

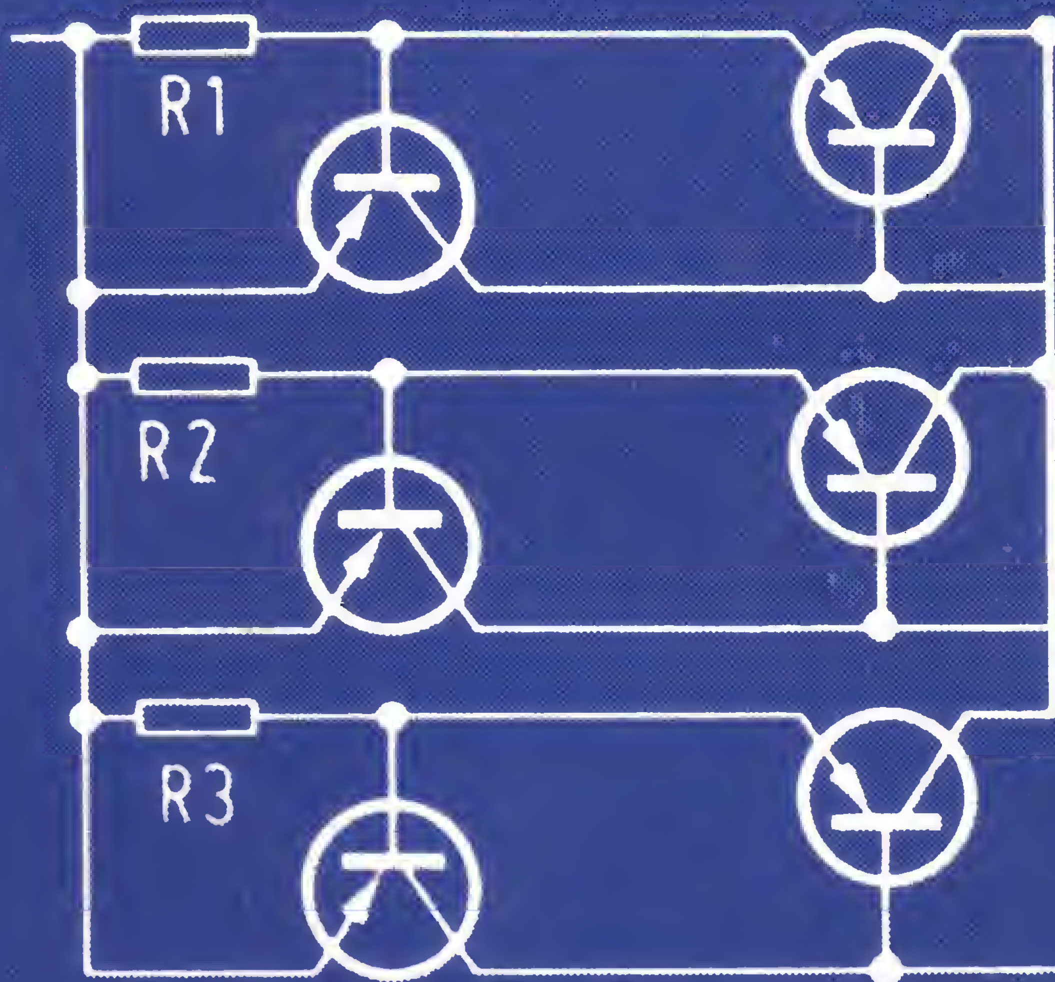
franco muzzio & c. editore

alimentatori con circuiti integrati

manuali di elettronica applicata

Teoria e pratica: 21 circuiti applicativi dettagliatamente descritti, 39 schemi elettrici

Una introduzione alla moderna tecnica circuitale degli alimentatori, con numerosi circuiti pratici e universalmente realizzabili. Una serie di utili consigli che permettono di evitare problemi nella costruzione. Due glossari essenziali di termini tecnici italiani e anglosassoni. Un volume per ogni professionista e dilettante dell'elettronica.



Gordian Sehrig

alimentatori con circuiti integrati

franco muzzio & c. editore

Avvertenza

I circuiti e i procedimenti riprodotti in questo volume sono rivolti esclusivamente ai dilettanti e agli studenti e non possono venir utilizzati industrialmente.
Tutti i circuiti di questo libro sono stati realizzati dall'autore con molta cura e riprodotti solo dopo accurati controlli. Tuttavia l'editore dichiara di non assumere alcuna responsabilità, nè di dare alcuna garanzia, relativamente alle conseguenze derivanti da dati o indicazioni erronee.
L'editore sarà riconoscente per la segnalazione di qualunque tipo di errore riscontrato nel volume.

Indice generale

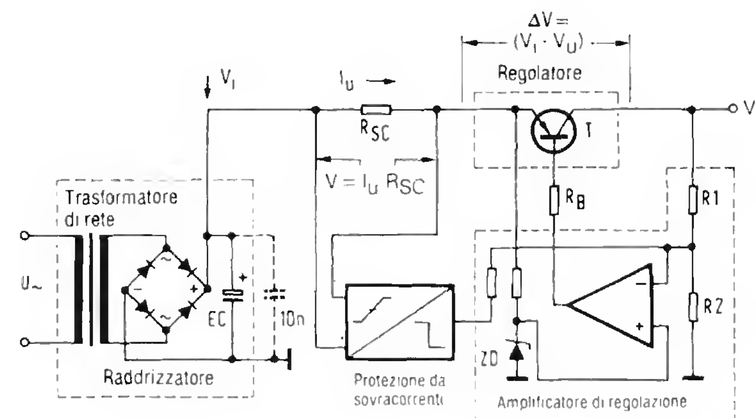
1. Elementi fondamentali dei circuiti regolatori di tensione

1.1 Tecnica circuitale degli alimentatori

Il circuito di un alimentatore si può suddividere in quattro parti; ad ognuna di queste è assegnato un compito definito dalle caratteristiche dell'alimentatore stesso (fig. 1). Qui di seguito vengono trattate singolarmente le varie parti.

1.1.1 Il trasformatore e il circuito raddrizzatore

Per il dimensionamento del trasformatore, del raddrizzatore e del condensatore elettrolitico di livellamento, sono determinanti i valori di tensione e corrente richiesti in uscita. Il trasformatore deve poter fornire in ogni caso la corrente massima richiesta. Facendo lavorare il trasformatore per un tempo prolungato al di sopra della sua corrente massima, si rischia di far lavorare il nucleo in saturazione.



1. Schema a blocchi di un alimentatore

Per questo si deve scegliere il trasformatore in base alla potenza

$$P_U = V_N \cdot I_M \qquad (1)$$

(V_N = tensione alternata nominale; I_M = corrente massima), e in base alla corrente d'uscita, il tutto con un buon margine di sicurezza. La tensione di uscita del trasformatore va scelta all'incirca uguale alla tensione massima (continua) da fornire in uscita (una riserva di circa il 10% migliora le caratteristiche di regolazione del circuito). La tensione a vuoto V al condensatore di livellamento è uguale alla tensione di picco al secondario del trasformatore, ovvero $\sqrt{2}\ V_{sec}$, diminuita della caduta di tensione che si ha al raddrizzatore e che normalmente è di 1,4 V, usando normali raddrizzatori a ponte:

$$V = V_{sec} \cdot \sqrt{2} - 1{,}4\ V. \qquad (2)$$

Il raddrizzatore deve essere dimensionato almeno per questa tensione. La sua corrente massima deve essere scelta di valore superiore a quella massima richiesta. Si noti bene che i valori massimi indicati sui raddrizzatori sono validi solo con un ottimo raffreddamento degli stessi! Nel caso siano riportati due valori, ad esempio B80C5000/3000, il valore di corrente maggiore vale per funzionamento con raffreddamento, il valore inferiore per funzionamento senza raffreddamento. La tensione di lavoro del condensatore elettrolitico va scelta al minimo uguale alla tensione di picco al secondario del trasformatore come calcolato con la formula (2), all'incirca si sceglie cioè la tensione di lavoro del condensatore $V_{con} = 1{,}5\ V_{sec}$. La capacità del condensatore va scelta in base alla corrente massima, maggiore è la capacità, migliore è il livellamento eseguito dal condensatore elettrolitico stesso. Valori usuali sono da 1000 a 10000 μF per correnti d'uscita da 0,5 a 5 A. Va osservata sempre scrupolosamente la polarità del condensatore elettrolitico, altrimenti lo stesso viene distrutto! Poichè i condensatori elettrolitici di una certa dimensione hanno anche una induttanza non trascurabile, in parallelo agli stessi si collega un condensatore ceramico di alcune decine di nF sopprimendo così eventuali oscillazioni (fig. 1).

1.1.2 L'amplificatore di regolazione

L'amplificatore di regolazione ha il compito di confrontare fra loro, tensione di riferimento e tensione di uscita effettiva, mandando al regolatore un corrispondente segnale di correzione (fig. 1). La tensione di riferimento viene fornita da una sorgente di tensione continua costante; questa tensione deve essere possibilmente indipendente dalle variazioni di temperatura, di carico e dalla tensione di rete. Per questo scopo vengono normalmente usati dei diodi Zener con compensazione di temperatura. Il valore effettivo della tensione in uscita viene prelevato tramite un partitore di tensione. Come amplificatore di regolazione viene usato un amplificatore differenziale, applicando la tensione effettiva all'ingresso invertito e la tensione di riferimento all'ingresso non invertito. Se si ha una differenza fra tensione effettiva e di riferimento, ciò fa si che l'uscita dell'amplificatore differenziale regoli lo stadio di potenza finchè le due tensioni applicate ai due ingressi dell'amplificatore differenziale sono uguali. Sono quindi molto importanti amplificazione e velocità di regolazione dell'amplificatore differenziale stesso. La bontà della stabilizzazione di un circuito dipende da queste due proprietà insieme alla costanza della tensione di riferimento. La costanza della tensione di riferimento è determinante per la costanza della tensione di uscita al variare della temperatura. La stabilità della tensione di uscita al variare del carico è invece determinata dall'amplificazione dell'amplificatore di regolazione del regolatore. La velocità di regolazione indica infine la capacità di ripristinare all'uscita il valore nominale della tensione per variazioni repentine del carico.

1.1.3 Il regolatore

Il regolatore è normalmente costituito da un transistore, collegato in serie al carico, la cui resistenza emettitore-collettore agisce come resistenza variabile. Esso viene pilotato alla base dall'amplificatore di regolazione (fig. 1) ed è chiamato anche transistore finale di potenza. Su questa resistenza si verifica la

caduta di tensione che è la differenza fra tensione continua in ingresso e tensione continua regolata in uscita.
Se la tensione non regolata cala, cala subito anche la tensione di uscita regolata. Ciò provoca un segnale di correzione generato dall'amplificatore di regolazione che, applicato alla base del transistore di potenza, diminuisce la resistenza emettitore-collettore dello stesso, finchè la tensione di uscita ritorna al valore stabilito. Tutta la corrente di uscita passa attraverso il transistore di potenza. Si ha perciò una potenza persa nel transistore stesso, data dal prodotto della corrente d'uscita per la caduta di tensione che si verifica ai capi del transistore:

$$P_d = (V_i - V_u)\, I_u \qquad (3)$$

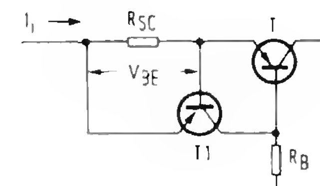
Essa raggiunge il valore massimo con la tensione di uscita minima e la corrente di uscita massima, ovvero quando si ha il massimo di caduta di tensione ai capi del transistore di potenza.
Si dovrebbe perciò scegliere sempre un transistore con una potenza dissipabile superiore a quella prevista, poichè anche un superamento per un tempo molto breve di questo valore, porta alla distruzione del transistore stesso. (Il rapporto fra raffreddamento e potenza dissipabile viene trattato più dettagliatamente nel capitolo 4). La corrente di collettore massima I_{cmax} deve essere almeno uguale alla massima corrente di uscita, la tensione di interdizione fra collettore ed emettitore compensa la caduta di tensione ai capi del transistore (V_i - V_u); anche qui ci si deve riservare un margine sufficiente nella scelta del transistore, poichè nella maggior parte dei casi una distruzione del transistore significa un cortocircuito fra emettitore e collettore. In questo caso tutta la tensione non regolata, arriva al circuito alimentato.

1.1.4 La protezione da sovracorrenti

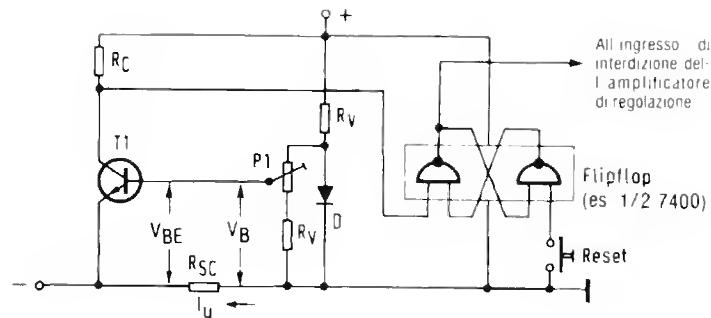
La protezione da sovracorrenti ha il compito di proteggere il circuito alimentato da eventuali danni. Per questo ci sono due possibilità.
La prima possibilità è quella di limitare il valore massimo della corrente d'uscita a un valore prestabilito, impedendone aumenti oltre il limite stabilito (fig. 2).
Appena la caduta di tensione ai capi di R_{SC} è uguale alla tensione base-emettitore V_{BE1} necessaria a far condurre il transistore T 1 (fig. 2), questo va in conduzione, limitando così la tensione di base del transistore T e di conseguenza la corrente ad un valore fisso. Questo valore è dato dalla formula:

$$I_{max} = \frac{V_{BE1}}{R_{SC}} \cong \frac{0{,}65\ V}{R_{SC}} \qquad (4)$$

Rendendo variabile R_{SC}, si può regolare il punto di intervento del limitatore di corrente.
La seconda possibilità per proteggere il circuito è di togliere la tensione di uscita appena la corrente di uscita supera un certo valore (regolabile).
Un tipo di protezione di questo tipo è indicata specialmente per alimentare circuiti sperimentali, proteggendoli così dalla distruzione.
La prima soluzione circuitale per la limitazione di corrente tramite spegnimento è indicata in fig. 3: alla base del transistore T1 è applicato uno zoccolo di tensione regolabile con il potenziometro P1. La corrente di carico I_U che passa attraverso R_{SC} provoca una caduta di tensione. Questa caduta di tensione si somma alla tensione di zoccolo regolabile con P1; questo perchè R_{SC}, P1 e R_V sono collegate in serie fra base ed emettitore di T1. Appena la tensione V_{BE}, composta nel modo appena visto, raggiunge il valore che fa condurre T1, questo conduce e aziona un flip-flop composto da due porte NAND, il quale manda un segnale di interdizione all'amplificatore di regolazione.



2. Circuito per la limitazione della corrente

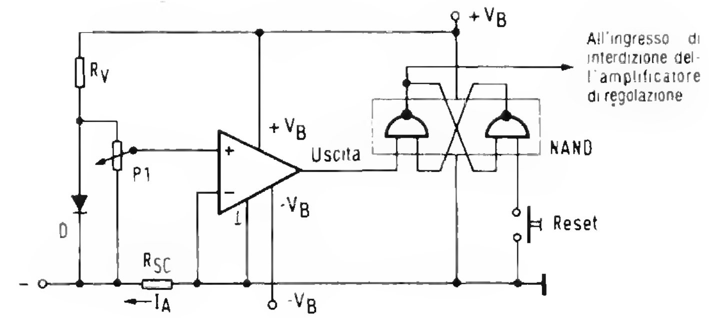


3 Protezione da sovracorrenti con transistore

L'amplificatore di regolazione regola perciò la tensione di uscita a 0 V. Questa condizione permane finchè il flip-flop non viene ripristinato tramite l'apposito tasto RESET, e si ridà quindi tensione in uscita. La soglia d'intervento si calcola nel modo seguente:

$$I_U = \frac{0{,}65\ V - V_B}{R_{SC}} \qquad (5)$$

dove V_B è la tensione di zoccolo fissata con P1.
Con P1 si può perciò determinare il valore di corrente a cui deve intervenire il limitatore in base alle caratteristiche richieste. Con $V_B = 0$ si ha il massimo valore di corrente ammesso. Regolando $V_B = 0{,}65$ V (valore della tensione di base-emettitore per la conduzione) il limitatore interviene già per un valore trascurabile di I_U; si può cioè intervenire manualmente.
La seconda soluzione circuitale è quella di fig. 4.
Al posto del transistore, qui viene usato un comparatore il quale confronta la caduta di tensione ai capi di R_{SC} con una tensione prestabilita con P1 e, nel caso questa tensione venga superata, manda un apposito segnale al flip-flop.
I parametri principali di un limitatore di corrente sono: la sua sensibilità (variazione di corrente necessaria a far intervenire il circuito di protezione) e il tempo di spegnimento (intervallo di tempo che intercorre fra il superamento della corrente massima prestabilita e l'intervento del circuito stesso).



4. Protezione da sovraccorrenti con comparatore a circuito integrato

Per proteggere in modo adeguato un circuito con integrati è necessario che il tempo di spegnimento sia di pochi microsecondi. Il circuito di figura 4 è migliore di quello di figura 3 per quanto riguarda sensibilità e tempo di spegnimento, ha però lo svantaggio che il comparatore deve essere alimentato con una seconda tensione negativa, il che vuol dire che il trasformatore deve avere un ulteriore avvolgimento secondario.

1.2 Terminologia dei circuiti regolatori di tensione

1.2.1 Definizione dei dati caratteristici di un circuito di regolazione

Qui di seguito viene data una breve definizione dei dati che caratterizzano un circuito di regolazione. Vengono inoltre illustrati alcuni circuiti per il rilevamento e la misura di questi dati, sia per alimentatori commerciali che autocostruiti.

Tensione di uscita V_U in Volt:
Tensione continua fornita dall'alimentatore, che nel caso questo sia regolabile ha un minimo e un massimo.

Corrente d'uscita I_U in Ampere:
Corrente massima fornibile dall'alimentatore (con indicazione del massimo per tutto il campo di regolazione e del massimo per ogni possibile valore della tensione di uscita).

Tensione di ronzio V∼ in mV.
Componente di tensione alternata che rimane nella tensione continua in uscita.

Soppressione della tensione di ronzio in dB o mV/V
Rapporto fra la tensione di ronzio all'ingresso e all'uscita del circuito di regolazione.

Fattore di stabilizzazione $\Delta V_U/\Delta V_i$, in dB o mV/V
Variazione della tensione di uscita in rapporto a una variazione della tensione d'ingresso.

Variazione della tensione di uscita $\Delta V_U/\Delta I_U$ in mV/A
Variazione della tensione di uscita in rapporto a una variazione della corrente assorbita dal carico.

Tempo di regolazione in μsec
Tempo che intercorre fra una variazione della tensione di uscita e il suo ripristino al valore prefissato.

Limitazione di corrente I_{limit} in A
Corrente alla quale interviene il limitatore.

Punto di intervento del limitatore di corrente I_{limit} in A
Indicazione dei valori entro i quali si può regolare il punto di intervento di corrente.

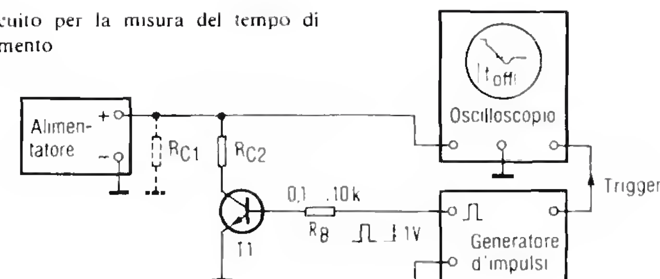
Tempo di spegnimento T_{off} in μsec
Tempo che intercorre fra il superamento di una corrente massima prestabilita e l'istante in cui viene tolta la tensione di uscita.

Coefficiente termico $\Delta V/\Delta\vartheta$ in mV/°C
Variazione della tensione di uscita in rapporto a una variazione della temperatura ambiente.

Stabilità per funzionamento prolungato $\Delta V/\Delta t$ in mV/h
Variazione della tensione di uscita in rapporto a un periodo di funzionamento prolungato.

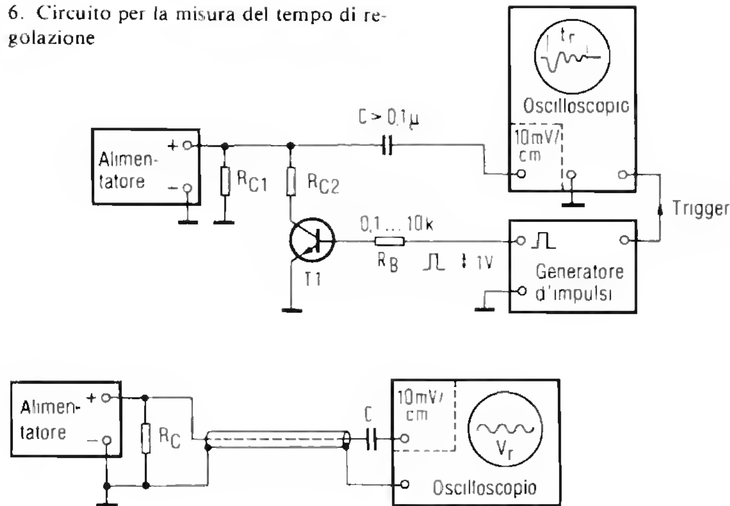
Per misurare uno di questi dati caratteristici bisogna naturalmente mantenere costanti gli altri dati. In figura 5 è rappresentato un circuito per la misura del tempo di spegnimento. Il segnale del generatore di impulsi apre il transistore T1, in modo che attraverso la resistenza R_{C2} passa una corrente che fa entra-

5. Circuito per la misura del tempo di spegnimento



re in azione il limitatore di corrente dell'alimentatore in prova. Contemporaneamente il segnale del generatore di impulsi serve da trigger per la base dei tempi dell'oscilloscopio con il quale si osserva l'uscita dell'alimentatore. Il tempo fra lo start della deflessione orizzontale e la caduta della tensione di uscita, è il tempo di spegnimento. La resistenza R_{C1} serve per simulare una corrente costante, e se si usa una resistenza R_{C2} molto più grande di R_{C1}, si può simulare una variazione di corrente minima e rilevare così la sensibilità di intervento del limitatore di corrente. La resistenza R_B serve a limitare la corrente di base di T1. Come transistore è molto indicato un Darlington che offre una alta amplificazione di corrente con una relativamente bassa corrente di pilotaggio.
La figura 6 rappresenta un circuito per la misura del tempo di regolazione. Esso è come quello di fig. 5 con l'aggiunta di un condensatore fra l'uscita dell'alimentatore e l'ingresso dell'oscilloscopio. È molto importante scegliere un condensatore la cui costante di tempo copra in ogni caso il tempo di regolazione. Misurando la tensione di ronzio con il circuito di figura 7 è consigliabile usare un oscilloscopio con una sensibilità di almeno 10 mV/cm, per poter determinare esattamente l'ampiezza della tensione di ronzio stessa. La banda passante dell'oscilloscopio non dovrebbe essere in ogni caso inferiore a 1 MHz; consigliabile è una banda passante di 10 MHz poichè i regolatori, sotto carico, possono oscillare con alte frequenze. Durante la misura delle tensioni di disturbo è molto importante usare conduttori schermati, e curare la disposizione in modo da eli-

6. Circuito per la misura del tempo di regolazione



7. Circuito per la misura delle tensioni di disturbo

minare influssi da sorgenti esterne. Spesso è il cavetto fra strumento di misura e alimentatore a falsare la misura stessa. Anche i collegamenti di terra, essendo le varie apparecchiature già collegate tutte a massa tramite la spina di rete, possono falsare la misura.
Bisogna inoltre tener conto che le tensioni di disturbo possono variare notevolmente al variare del carico. Si dovrebbe anche controllare se la tensione di disturbo cresce togliendo il fusibile.

1.2.2 Raccolta dei termini anglosassoni

La maggior parte dei fogli tecnici riguardanti circuiti integrati sono redatti in lingua inglese. Le espressioni più ricorrenti sono riportate qui di seguito con la traduzione:

Current: corrente
Input voltage: tensione d'ingresso
Input voltage range: escursione ammessa per la tensione d'ingresso
Line regulation: fattore di stabilizzazione

Line transient response: tempo di regolazione per una variazione della tensione di ingresso
Load regulation: variazione della tensione di uscita
Load transient response: tempo di regolazione per variazione del carico
Operating junction temperatur range: escursione termica ammessa dal cristallo semiconduttore
Output noise voltage: tensione di disturbo
Output voltage range: campo di regolazione della tensione di uscita
Peak output current: corrente di picco (per breve tempo)
Power dissipation: potenza perduta (in calore)
Quiescent current: assorbimento di corrente a vuoto
Reference voltage: tensione di riferimento
Ripple rejection: soppressione di tensioni di disturbo
Short circuit current limit: soglia di intervento del limitatore di corrente
Standby current drain: assorbimento a vuoto
Switch-off time: tempo di spegnimento
Temperature coefficient: coefficiente termico
Thermal overload protection: protezione da sovra-temperature
Voltage: tensione (voltaggio)

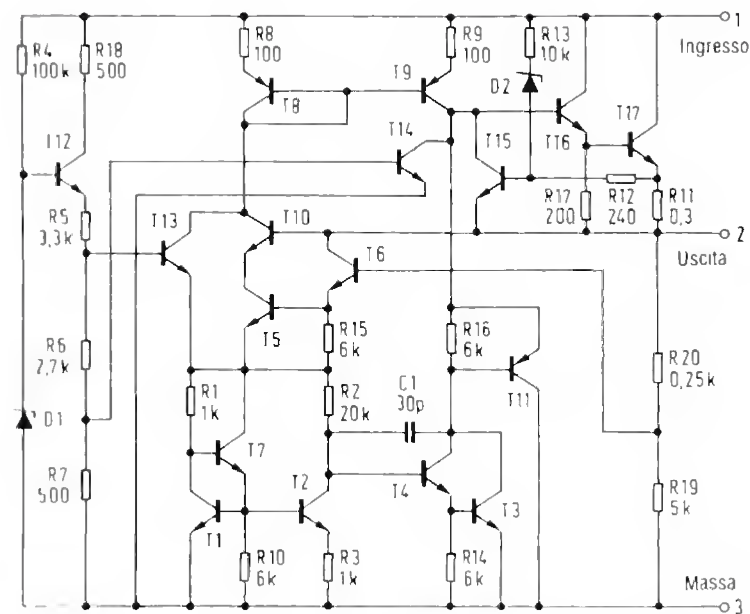
1.3 Stabilizzazione della tensione con circuiti integrati

Mentre, fino a poco tempo fa, la costruzione di un alimentatore stabilizzato richiedeva un notevole dispendio in semiconduttori, in elementi passivi e in collegamenti per avere una tensione indipendente da influssi esterni, e ciònonostante ancora sensibile a variazioni di temperatura a causa dei componenti discreti usati, oggigiorno, grazie ai circuiti integrati, è possibile costruire senza eccessivi problemi un ottimo alimentatore. I circuiti integrati (IC), in un contenitore delle dimensioni di un transistore, contengono tutto il circuito di regolazione, cosicchè come elementi esterni rimangono solo il raddrizzatore e il condensatore di livellamento. Essendo tutto il circuito riunito

in un unico cristallo semiconduttore, la stabilità termica è eccezionale, e in pratica non si ha nessuna tensione di disturbo. L'IC è inoltre protetto contro cortocircuiti e surriscaldamento. Occorre però ricordare che in ogni caso non devono essere superati i dati nei fogli tecnici. In modo particolare non deve mai essere superata la tensione di ingresso ammessa; si deve anche rispettare, in fase di montaggio, la polarità dell'IC, giacchè un montaggio errato può portare alla distruzione dello stesso. Poichè dal punto di vista economico, i circuiti integrati sono molto convenienti, vale proprio la pena di imparare ad usare le molteplici possibilità di stabilizzazione della tensione con circuiti integrati.

1.3.1 Circuiti integrati stabilizzatori di una tensione fissa

Il primo gruppo di circuiti integrati comprende i regolatori per tensioni fisse. Essi forniscono una tensione fissa di 2, 5, 6, 8, 12, 15, 18 o 24 V.
Da poco tempo sono sul mercato regolatori sia per tensioni positive che negative. La corrente che un integrato di questo tipo può fornire, va da 100 mA per i più piccoli fino a 0,5-1-3, e addirittura 5 A con i tipi più grandi. In fig. 8 è rappresentato il circuito interno di un integrato regolatore di 1 A.
D1 e T12 formano la tensione di riferimento, T6 e T13 l'amplificatore differenziale, prelevando il valore effettivo della tensione di uscita tramite il partitore R19/R20.
Il segnale di regolazione a T10 arriva, attraverso un altro amplificatore differenziale composto da T8 e T9, al regolatore di potenza formato da T16 e da T17. D2 e T15 servono a limitare la potenza dissipata dal transistore finale.
Gli altri transistori servono per fornire correnti costanti e come protezione. A differenza di circuiti costruiti con componenti discreti, qui viene usato un numero relativamente alto di transistori, questo perchè il costo di costruzione di un circuito integrato con semiconduttori risente in modo irrilevante del numero di transistori. Questi circuiti sono molto indicati per ali-



8. Circuito interno dell'integrato regolatore fisso di tensione µA7812C

mentare circuiti digitali, con notevole risparmio nei costi e nello spazio, rispetto a regolatori con componenti discreti.
Anche in apparecchiature autocostruite, dove sia richiesta la stabilizzazione a un valore fisso di una tensione si possono usare con notevoli vantaggi.

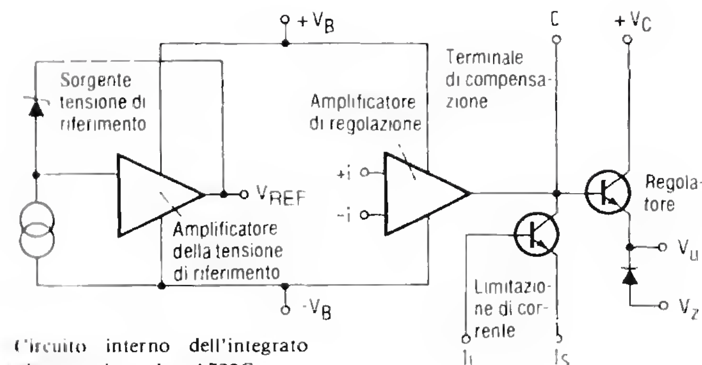
1.3.2 Circuiti integrati stabilizzatori regolabili di tensione

Quando è richiesta una tensione di valore non standard, oppure si vuole una tensione regolabile per alimentatori sperimentali, è vantaggioso l'uso di integrati che stabilizzino una tensione regolabile a piacere. Questi integrati sono sostanzialmente uguali a quelli per tensioni fisse, con la differenza che il partitore che rileva la tensione di uscita non si trova sull'integrato, e che l'ingresso al regolatore per la tensione di riferimento, è riportato all'esterno dell'integrato. Questi circuiti integrati, oltre

a due condensatori, richiedono all'esterno anche un potenziometro, con il quale si regola a piacere la tensione di uscita.
Per il resto hanno le stesse caratteristiche di stabilizzazione della tensione e protezione da cortocircuiti di quelli a tensioni fisse. Poichè la tensione di riferimento viene presa dall'esterno, si possono realizzare i più svariati circuiti, come ad esempio dei regolatori Dual-Tracking (Doppia Traccia).
Questi ed altri circuiti vengono trattati nel paragrafo 2.2.

1.3.3 Circuiti integrati stabilizzatori universali

I circuiti integrati più versatili sono quelli per stabilizzazioni universali. Mentre gli integrati descritti ai paragrafi 3.1 e 3.2 forniscono tensioni da 2 a circa 30 V con correnti da 0,1 a 1 A e con variazioni massime della tensione di uscita dal 0,5 al 3%, con un regolatore universale si copre una gamma di applicazioni più vasta. Essi hanno sì lo svantaggio che alcuni componenti come resistenze, condensatori ed eventualmente transistori devono essere montati esternamente all'integrato, ma appunto questi componenti esterni, permettono di costruire degli alimentatori stabilizzati con correnti fino a 10 A e tensioni (regolabili) fino a alcune centinaia di Volt.
Inoltre, l'esattezza della regolazione (load regulation) è molto alta, tipicamente dello 0,03%. Lo schema a blocchi di un circuito integrato regolatore universale è quello di fig. 9. Salta subito all'occhio, che i singoli blocchi funzionali non sono collegati fra loro all'interno, bensì i loro ingressi e le loro uscite sono riportate all'esterno del circuito integrato. Tramite questo collegamento esterno si possono determinare a piacere: sensibilità, protezione da cortocircuiti e molte altre caratteristiche del circuito.
Poichè la sorgente per la tensione di riferimento e l'amplificatore di regolazione si trovano nel medesimo contenitore, il circuito garantisce una eccezionale stabilità termica. Il transistore finale, interno all'integrato, può sopportare correnti fino a 150 mA e tensioni fino a 40 V con una dissipazione massima di 1



9 Circuito interno dell'integrato regolatore universale u A723C.

W. Questi valori possono essere aumentati pilotando un transistore di potenza esterno, funzionante come regolatore.
Dimensionando correttamente il circuito, gli integrati sono componenti con una vita lunghissima. Bisogna comunque rispettare in ogni caso i valori limite indicati nei fogli tecnici e, durante il montaggio, fare attenzione all'orientamento del circuito integrato [nei disegni degli IC, nei fogli tecnici, è sempre indicato se il circuito integrato, chiamato anche chip, è visto dall'alto (top view) o dal basso (bottom view)].

1.4 Problemi di raffreddamento dei semiconduttori

Poichè in un transistore in normale funzionamento si ha una caduta di tensione alla giunzione emettitore-collettore, e nella giunzione stessa passa una determinata corrente, nel transistore si ha una certa potenza elettrica (potenza perduta) che viene trasformata in calore. Il calore si sviluppa direttamente nel semiconduttore.
Il cristallo non si può riscaldare oltre il valore massimo t_{jmax} (temperatura massima della giunzione) altrimenti lo stesso viene distrutto. Si deve perciò fare in modo che il calore prodotto venga disperso rapidamente nell'ambiente circostante.
I problemi termici sono di speciale importanza per tutti i circuiti a semiconduttori, e in particolare i circuiti regolatori di ten-

sione. Al transistore regolatore, è applicata la differenza fra la tensione d'ingresso V_i (all'incirca costante) e la tensione di uscita V_U. Attraverso il transistore regolatore passa poi la corrente assorbita dal carico alimentato, che può essere veramente la più varia, ad esempio: grande con la minima tensione, piccola per la massima tensione di uscita.

Poichè la potenza perduta in calore P_t è il prodotto fra la caduta di tensione al transistore (V_i - V_U) e la corrente I_U che attraversa lo stesso, vale la formula:

$$P_t = (V_i - V_U) \cdot I_U \qquad (6)$$

La potenza perduta raggiunge cioè il suo valore massimo con la minima tensione e la massima corrente in uscita. Questo valore va usato per il calcolo della superficie necessaria per la dispersione del calore.

Il calore prodotto nel cristallo semiconduttore, viene trasmesso al contenitore del transistore, da questo all'elemento raffreddante e da quest'ultimo all'aria dell'ambiente; ognuno di questi elementi subirà un suo particolare riscaldamento. Il flusso termico deve vincere una certa resistenza, per passare dal cristallo all'aria libera.

Si parla allora di resistenza termica, che esprime di quanti gradi si riscalda l'elemento interessato quando è attraversato dalla potenza di 1 W. Viene indicata con R_{th} o $R\vartheta$ e ha come unità di misura °C/W (o K/W, Kelvin per Watt, il che in questo caso è lo stesso, trattandosi sempre di una differenza di temperatura). Nella tecnica dei semiconduttori sono diversi i valori significativi ed esattamente: R_{thc} (resistenza termica del transistore fra cristallo e contenitore) e R_{thd} (resistenza termica del dissipatore fra contenitore e aria ambiente). R_{thc} è chiamata anche R_{thjc}, e R_{thd} è chiamata altrimenti R_{thcd}. La resistenza complessiva fra cristallo e ambiente è chiamata R_{thja}. Il significato degli indici è: *th* o ϑ = temperatura, *c* = case (contenitore), *J* = junction (giunzione), *d* = dissipatore, *a* = ambiente. I valori di R_{th} per semiconduttori e dissipatori sono dati nei rispettivi fogli tecnici.

In commercio si trovano dissipatori di ogni tipo per cui non è difficile trovare quello più adatto. Il primo problema da risolvere è l'ingombro; un sovradimensionamento del dissipatore porta via molto spazio.
In ogni caso non si deve mai dimensionare il dissipatore al limite, poichè basta che la temperatura della giunzione superi di appena 10°C il valore di t_{jmax} e già si può avere la distruzione del transistore. Normalmente, per dissipazioni inferiori a 1 W, non è necessario nessun dissipatore. Per potenze superiori esiste una vastissima gamma di dissipatori montabili direttamente sul transistore. In ogni caso bisogna provvedere affinchè fra transistore e dissipatore ci sia uno scambio di calore ottimale. Ciò si può realizzare (con un raddoppio del fattore di trasmissione del calore) tramite delle apposite paste conduttrici di calore. Si tratta di paste ai siliconi che, spalmate sul transistore e sul raffreddatore, prima del montaggio, compensano irregolarità delle superficie e migliorano il contatto meccanico fra le due superficie.
Si sconsiglia comunque l'uso di ranelle in plastica che isolano il transistore dal dissipatore, essendo queste dei pessimi conduttori termici che aumentano quindi la resistenza termica di circa 1...5 K/W. Quando possibile, è meglio montare l'intero corpo raffreddante completamente isolato, tramite appositi supporti resistenti al calore. Nel montaggio occorre osservare alcuni punti fondamentali: il dissipatore deve essere montato verticalmente (con la parte più stretta verso l'alto), l'aria calda deve poter uscire verso l'alto tramite apposite fessure per evitare surriscaldamenti, l'afflusso di aria fresca deve essere assicurata tramite apposite fessure sul fondo del contenitore, e forzata da un ventilatore. Tutte le osservazioni fatte fino a questo punto valgono anche per circuiti integrati nei quali nel contenitore c'è il solo circuito di regolazione.

1.4.1 Calcolo dei dissipatori termici

Per il calcolo dei dissipatori esistono alcune formule molto semplici. Innanzitutto è importante conoscere la potenza mas-

sima dissipata dal transistore interessato. Essa si calcola con la formula (6).

$$P_{totmax} = I_{max} (V_i - V_{U\,/\,min}) \qquad (7)$$

Nei fogli tecnici normalmente sono riportati i valori di P_{totmax}, valori che non si dovrebbero mai utilizzare completamente. Nei fogli tecnici è inoltre riportata la resistenza termica R_{thc} fra giunzione e contenitore che normalmente, per transistori di potenza con contenitore TO-3, è dell'ordine di 0,7...2 °C/W. Inoltre deve essere nota la massima temperatura ammessa per la giunzione T_j e la massima temperatura ambiente T_a permessa. Queste grandezze, sono riunite nella seguente formula:

$$R_{thd} = \frac{T_j - T_a}{P_{tot}} - R_{thc} \qquad (8)$$

R_{tdh} = resistenza termica del dissipatore in K/W
R_{thc} = resistenza termica del transistore in K/W
T_j = temperatura della giunzione in °C
T_a = temperatura ambiente in °C
P_{tot} = potenza perduta della giunzione in W

La formula (8) è molto utile anche usata in altro modo. Volendo ad esempio calcolare la potenza massima dissipabile per un determinato transistore con un determinato dissipatore si ha:

$$P_{tot} = \frac{T_j - T_a}{R_{thd} + R_{thc}} \qquad (9)$$

Oppure volendo calcolare la massima temperatura ambiente si ha:

$$T_a = T_j - P_{tot} (R_{thd} + R_{thc}) \qquad (10)$$

Stabilendo i valori di T_j e T_a ci si deve riservare un certo margine di sicurezza, fissando per T_j un valore inferiore di 5...10°C inferiore a T_{jmax}. Stabilendo il valore di T_{amax}, si deve tener conto che la temperatura dell'aria libera può arrivare a 35°C. Bisogna inoltre tener conto che in un contenitore chiuso la temperatura dell'aria può salire fino a 70-80°C. Si deve perciò provvedere a una circolazione forzata dell'aria. Naturalmente il dissipatore può essere sistemato anche all'esterno del contenitore, sul suo retro. Nel caso il moto convenzionale dell'aria non basti, si dovrà montare un ventilatore, avendo cura che il moto dell'aria sia parallelo alle alette di raffreddamento del dissipatore. A seconda del ventilatore usato, si può abbassare la resistenza termica del dissipatore fino al 20...40%.

I dati di resistenza termica dei dissipatori valgono per determinate condizioni come: lunghezza (ad es. 100 mm), montaggio in verticale e superfici ossidate (nere). Montando il dissipatore orrizontalmente, se ne aumenta la resistenza termica di circa il 20%, e se ha superfici bianche di circa il 10%. Occorre inoltre tener presente che, raddoppiando la lunghezza del dissipatore, non se ne dimezza la resistenza termica, bensì questa viene ridotta solo di circa il 30% (questo perchè il calore non si distribuisce uniformemente sul dissipatore, ma in modo decrescente allontanandosi dal transistore). Allo stesso modo la resistenza termica di un dissipatore di dimensione esattamente metà, non è il doppio ma all'incirca 1,5 di R_{thdo}.

Qui di seguito diamo alcuni esempi di calcolo.

a) La tensione di ingresso è di 55 V, la tensione minima di uscita di 1 V, e la corrente di uscita massima di 1,5 A. Si ha:

$$P_{totmax} = (55 - 1)\text{V} \cdot 1{,}5\ \text{A} = 81\ \text{W}$$

Come transistore regolatore si può usare un MJ2501. Dai fogli tecnici si rileva che: R_{thjc} = 1, 17°C/W e T_{jmax} = 200°C. Fissando R_{thjC} = 1,17°C/W, T_a = 35°C e T_j = T_{jmax} - 10°C con T_{jmax} = 200°C, usando la formula (8) si ha:

$$R_{thc} = \frac{(190\text{-}35)°\text{C}}{82{,}5\ \text{W}} - 1{,}17°\text{C/W} = 0{,}72°\text{C/W}$$

Il dissipatore da usare dovrà avere quindi una resistenza termica di 0,72 °C/W. Si sceglie il tipo che ha il valore più vicino e più basso. Nel caso il tipo scelto non si adatti al contenitore, e si debba scegliere un valore più grande di R_{thc}, ad esempio 1,5 °C/W, bisogna ricalcolare P_{totmax} con la formula (8).

b) usando i valori sopraddetti con una resistenza termica del dissipatore di 1,5 °C/W con la formula (9) si ottiene:

$$P_{totmax} = \frac{(190\text{-}35)°C}{(1{,}5 + 1{,}7)°C/W} = 58\ W$$

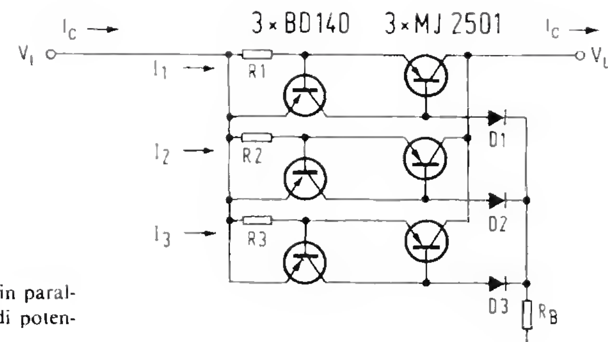
Usando questo dissipatore non si dovrà perciò superare una potenza massima dissipata di 58 W.
Nell'esempio a), per R_{thd} si ottiene un valore molto basso di 0,72 °C/W, ottenibile solo con dei dissipatori molto grandi e molto pesanti. Questa difficoltà si può ovviare usando due o più transistori di potenza collegati in parallelo. In questo modo la resistenza termica del dissipatore è minore, per ogni singolo transistore, essendo suddivisa fra tutti i transistori la potenza perduta complessiva. Per l'esempio di qui sopra, usando due transistori (P_{tot} di 40 W ognuno) la resistenza termica del dissipatore deve essere di:

$$R_{thd} = \frac{(190\text{-}35)°C}{40\ W} - 1{,}17°C/W \cong 2{,}5°C/W$$

Sarebbero perciò necessari due dissipatori con una resistenza termica di 2,5 °C/W. Questi hanno però un ingombro di circa metà di un dissipatore con 0,72 °C/W. Per il collegamento in parallelo di transistori di potenza ci sono alcune regole da rispettare, trattate nel capitolo seguente.

1.4.2 Calcoli per il collegamento in parallelo di transistori di potenza

Per ottenere una ottimale dispersione di calore usando dei dissipatori relativamente piccoli, si possono collegare in parallelo più transistori di potenza come descritto al paragrafo 1.4.1. Alcuni punti devono essere rispettati. A causa dei fattori di amplificazione di corrente differenti fra i vari transistori, si ha una ripartizione diseguale fra i transistori stessi della corrente totale. Ciò fa sì che il transistore con il fattore di amplificazione di



10. Collegamento in parallelo di transistori di potenza

corrente superiore abbia una potenza perduta superiore agli altri transistori e che quindi si surriscaldi e si distrugga. Bisogna perciò provvedere affinchè la corrente venga suddivisa in misura uguale fra i vari transistori. Per transistori con un fattore di amplificazione relativamente basso, è sufficiente inserire una resistenza di alcuni kΩ nel circuito di base.
Se il fattore di amplificazione è invece superiore a 30 oppure vengono usati dei darlington (particolarmente indicati per il pilotaggio con circuiti integrati data la minima corrente di pilotaggio richiesta) con un fattore di amplificazione superiore a 1000, la differenza fra transistore e transistore può essere tale che uno solo di essi sopporta l'intera corrente di uscita mentre gli altri rimangono interdetti. Bisogna perciò provvedere per limitare, con un apposito circuito, la corrente di collettore di ogni transistore. Un circuito di questo genere è quello di figura 10. Come regolatori di potenza sono usati dei darlington MJ 2501. I transistori BD140 fungono da limitatori di corrente come descritto al paragrafo 1.1.4. I valori di R1, R2 e R3 determinano la soglia di intervento del limitatore di corrente.
Se un transistore di potenza conduce prima degli altri, attraverso lo stesso passa l'intera corrente di carico. Appena la caduta di tensione ai capi di R raggiunge la tensione base-emettitore del transistore limitatore, questo si interdice limitando la corrente di base e di conseguenza quella di collettore del transistore di potenza. La corrente di collettore non può perciò aumen-

tare. Il circuito di regolazione deve perciò aumentare la sua tensione pilota, finchè uno degli altri due transistori non va in conduzione fornendo una parte della corrente di uscita. I diodi D 1 e D 2 servono da disaccoppiamento in modo che i transistori limitatori, limitano ognuno la corrente di base di un transistore.
Qui di seguito diamo un altro esempio di calcolo.
Con una differenza di tensione V_i-V_a massima di 30 V, e una corrente massima I_{max} di 5 A la potenza massima perduta è:

$$P = 30\,V \cdot 5\,A = 150\,W$$

Questa deve essere ripartita fra i transistori. Come transistori di potenza sono usati tre 2N3055 la resistenza termica R_{thC} è di 1,5 °C/W. La temperatura massima della giunzione T_j è di 200 °C e la massima temperatura ambiente 40 °C. La resistenza termica di ognuno dei tre dissipatori è perciò:

$$R_{thd} = \frac{(200\text{-}40)°C}{150/3\,W} = 3{,}2°C/W$$

Si devono perciò usare tre dissipatori con una resistenza termica di 3,0 °C/W. Come vanno quindi dimensionate le tre resistenze di protezione (vedi fig. 70). Attraverso ogni transistore deve passare un terzo della corrente massima, cioè all'incirca 1,7 A attraverso ognuno dei tre transistori.
Con questa corrente la caduta di tensione ai capi della resistenza deve raggiungere la tensione base-emettitore per cui il transistore di protezione conduce, cioè circa 0,65 V. Si può quindi calcolare il valore della resistenza:

$$R = \frac{V_{be}}{I_{max}} = \frac{0{,}65\,V}{1{,}7\,A} = 0{,}38\,\Omega$$

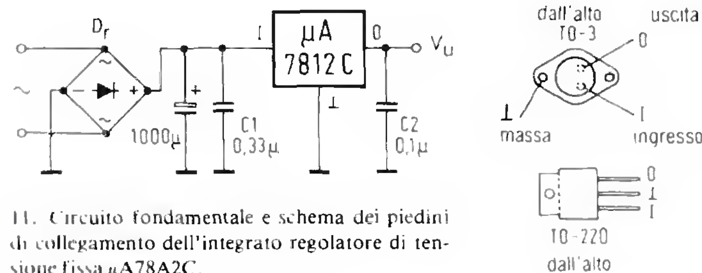
2. Circuiti pratici

Dopo aver richiamato i fondamenti teorici dei circuiti di stabilizzazione di tensione per alimentatori, nella seconda parte presentiamo una serie di circuiti di stabilizzazione con circuiti integrati facilmente realizzabili e molto versatili. La descrizione è sempre dettagliata, in modo che il lettore stesso possa progettare e dimensionare da solo altri circuiti. Gli IC usati sono tutti tipi facilmente reperibili.

2.1 Circuiti con IC regolatori di tensioni fisse

Per la costruzione dei diversi prototipi è stato usato un IC μA7812C che fornisce una tensione di uscita di 12 V e una corrente di 1 A. Al suo posto si possono usare naturalmente altri regolatori fissi per ottenere i valori di tensione e di corrente di uscita desiderati. Si possono anche usare dei regolatori di tensioni negative, in questo caso bisogna tener presente che tutte le polarità sono invertite (condensatori elettrolitici!) e al posto di transistori NPN vanno usati degli equivalenti PNP e viceversa. Dimensionando il trasformatore è consigliabile sceglierne uno che fornisca una tensione superiore di 5-10 V alla tensione stabilizzata di uscita, in modo che il calore prodotto nell'IC non sia troppo grande. Nel caso di un raffreddamento insufficiente dell'integrato, lo stesso non si danneggia, avendo incorporata una protezione da sovratemperature, ma la corrente di uscita si stabilisce a un valore indefinito, così che il circuito alimentato non dispone più di tutta la corrente. Nel caso l'integrato debba regolare una tensione con una grande differenza fra ingresso e uscita e una notevole corrente, la potenza perduta nell'IC è molto alta e di conseguenza anche il calore da dissipare. In questi casi è consigliabile montare sull'IC una apposita aletta

di raffreddamento. In caso di incertezza si può usare una delle formule del paragrafo 1.4.1; i dati necessari, ad esempio la resistenza termica dell'integrato, sono contenuti nei fogli tecnici.
La figura 11 riporta il circuito fondamentale di un regolatore per tensione fissa. Quando la distanza fra raddrizzatore, IC-regolatore e circuito da alimentare è molto piccola, si possono omettere i due condensatori C1 e C2. Nel caso però il collegamento sia superiore ad alcuni centimetri, i condensatori sono assolutamente necessari per sopprimere oscillazioni in alta frequenza. Questo semplice circuito è molto utile per cosiddette oncard-regulation, dove l'integrato regolatore è montato direttamente sulla piastrina del carico alimentato.
Misure effettuate sul circuito integrato, con una corrente di carico di 1 A, hanno rilevato una tensione di disturbo inferiore a 10 mV; essa in pratica dipende dalla lunghezza dei collegamenti. La stabilità della tensione di uscita è dello 0,5% e la protezione interna limita la corrente di uscita a 1,2 A. Comunque in questo caso la tensione di disturbo sale a 100 mV. Per una corrente di carico di 1 A, la capacità del condensatore di livellamento non dovrebbe essere inferiore a 1000 μF, per garantire l'assenza di disturbi (ripple) nella tensione di uscita. Volendo migliorare le caratteristiche della tensione di uscita fornita dall'integrato, si può ricorrere al circuito di fig. 12.
Qui l'integrato viene usato in funzionamento cosiddetto fluttuante, in quanto il più di massa è collegato a una tensione superiore a zero Volt, tramite il partitore di tensione formato da R1 e da R2.



11. Circuito fondamentale e schema dei piedini di collegamento dell'integrato regolatore di tensione fissa μA78A2C.

La tensione di uscita si calcola con la formula seguente:

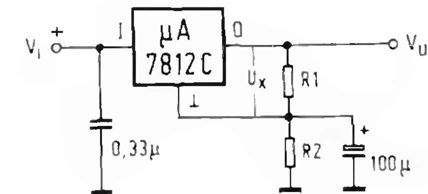
$$V_U = V_X \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_Q R_2, \qquad (11)$$

dove V_X è tensione di uscita dell'IC e I_Q la corrente di riposo dell'IC che passa attraverso R2 ($I_Q = 5 \ldots 10$ mA).
La stabilità della tensione di uscita è come quella del circuito di fig. 11, con però una tensione di disturbo più elevata. Ad esempio, con una tensione di uscita di 15 V e una corrente di 0,9 A, la tensione di disturbo è di circa 150 mV. Collegando in parallelo a R2 un condensatore da 100 μF si può però ridurre fino a circa 20 mV.
Per alcune applicazioni è più importante avere costante la corrente che la tensione, ad esempio per misurare resistenze. Un circuito per la stabilizzazione di corrente è quello di fig. 13. La corrente stabilizzata è:

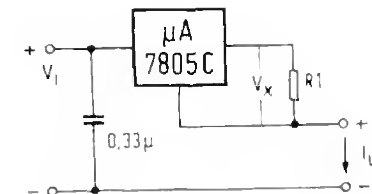
$$I_U = \frac{V_X}{R_1} \qquad (12)$$

In R_1 si ha perciò una potenza perduta

$$P_{R1} = V_X \cdot I_U \qquad (13)$$

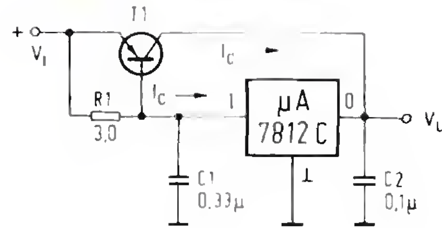


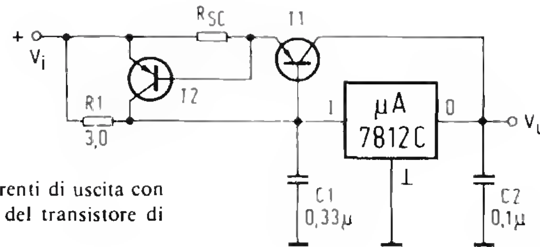
12. Circuito con tensione di uscita variabile.



13. Circuito per stabilizzazione di corrente.

14 Circuito per elevate correnti di uscita.





15. Circuito per elevate correnti di uscita con protezione da cortocircuito del transistore di potenza.

Usando un IC regolatore per 5 V, la potenza perduta è perciò relativamente bassa.
Per aumentare la corrente di uscita si può collegare un transistore di potenza in parallelo all'IC come in fig. 14. La corrente che passa attraverso R1 e il circuito integrato, provoca ai capi di R1 una caduta di tensione che pilota il transistore. Più grande è la corrente che passa attraverso l'IC e più grande è la tensione ai capi di R1 e quindi anche la corrente che passa per il transistore. La corrente di carico si ripartisce cioè fra IC e transistore. La protezione da cortocircuiti vale comunque solo per l'integrato. Volendo proteggere da cortocircuiti anche il transistore, si collega un transistore di protezione di T2 come in fig. 15. In questo modo si ha una protezione da sovracorrenti (vedi paragrafo 1.1.4). Le proprietà di regolazione, veramente eccezionali, rimangono invariate.
Per terminare vediamo un integrato regolatore di tensione fissa particolarmente interessante e cioè il modello LH0070-H.
Si tratta di una sorgente di tensione costante estremamente stabile, i cui dati tecnici sono riportati nella tabella che segue. Il

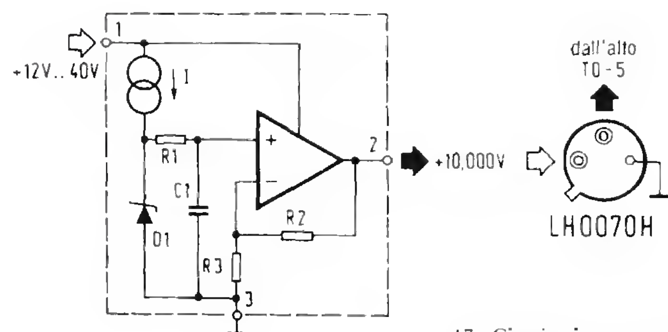
Fig. 16 Tabella dei dati tecnici dell'IC's LH0070H per tensioni di riferimento

CARATTERISTICHE		
Tensione di alimentazione	40 V	—1H 14,20
Potenza dissipata	600 mW	—2H 31,—
Durata cortocircuito	illimitata	—3H 47,80
Corrente di uscita	± 20 mA	
Temperatura ambiente	—55°C... + 125°C	

DATI TECNICI	vedi nota 1				
Parametro	**Condizioni**	**Min.**	**Tipico**	**Max**	**Unità**
Tensione d'uscita LH0070 H LH0071 H	T_a = + 25 °C		 10,000 10,240		 V V
Esattezza della tensione d'uscita ...—1 H ...—2 H ...—3 H	T_a = + 25 °C		 ±0.03 ±0,02 ±0,01	 ±0,01 0,05 ±0,02	 % % %
Esattezza della tensione d'uscita ...—1 H ...—2 H ...—3 H				 ±0,3 ±0,2 ±0.1	 % % %
Variazione della tensione d'uscita al variare della temperatura ...—1 H ...—2 H ...—3 H	vedi nota 2		 ±0,02 ±0,01 ±0,008	 ±0,1 ±0,04 ±0,02	 % % %
Sensibilità alle variazioni del carico ...—1 H ...—2 H ...—3 H	13 V ≤ V_i ≤ 33 V T_c = + 25 °C		 ±0,02 ±0,01 ±0,01	 ±0,1 ±0,03 ±0,02	 % % %
Tensione d'ingresso		12,5		40	V
Regolazione del carico	O mA ≤ I_L ≤ 5 mA		0,01	0,03	%
Corrente a vuoto	13 V ≤ V_i ≤ 33 V I_L = 0 mA	2	3	5	mA
Variazioni della corrente a vuoto	Δ V_i = 20 V (13 V...33V)		0,75	1,5	mA

Tabella dei dati tecnici dell'IC's LH0070H per tensioni di riferimento (cont.)

DATI TECNICI	vedi nota 1				
Parametro	Condizioni	Min	Tipico	Max	Unità
Tensione di ronzio in uscita	Larghezza della banda 0,1 Hz...10 Hz T_a = +25 °C		100		μVpp
Soppressione	f = 120 Hz		0,01		%/Vpp
Resistenza di uscita			0,2	1	Ω
Stabilità per funzionamento prolungato ...—1 H ...—2 H ...—3 H	T_a = +25 °C (Vedi nota 3)			±0,2 ±0,05 ±0,02	%/anno %/anno %/anno
Nota 1	se non è indicato altrimenti valgono: V_s = 15 V; R_L = 10 kΩ e per la temperatura ambiente -55 °C ≤ T_a ≤ +125 °C				
Nota 2:	questa specifica è per la differenza di tensione di uscita con T_a = +85 °C e -25 °C dopo un periodo di acclimatamento di tutto il circuito alla nuova temperatura.				
Nota 3:	questo parametro è garantito e non è stato provato.				



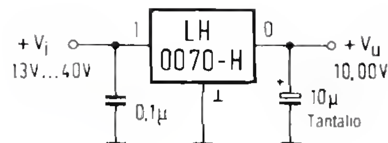
17. Circuito interno e schema dei piedini di collegamento dell'LH0070H

circuito interno è quello di fig. 17. L'elevata stabilità della tensione di uscita è dovuta in primo luogo alla bassa influenzabilità termica del diodo Zener di riferimento, e in secondo luogo alla superstabilità delle resistenze R1, R2 e R3 realizzate a micropellicola spessa, tarate per il valore richiesto della tensione di uscita prima che l'integrato venga chiuso nel suo contenitore. Poichè questi circuiti integrati in rapporto alla loro esattezza hanno un costo relativamente basso, sono molto indicati per la taratura di strumenti di misura autocostruiti.
Il semplice circuito è riportato in fig. 18.
Questo circuito è naturalmente protetto da cortocircuito. Esso si presta in modo eccezionale per fornire una tensione di riferimento in alimentatori stabilizzati di precisione, in convertitori A/D e D/A come valore campione. Nel paragrafo 2.4 viene trattato un circuito che fornisce tensioni-campione realizzato con un LH0070H.

2.2 Circuito con integrato regolatore di tensione variabile

Gli integrati regolatori di tensioni variabili, sono una scoperta relativamente nuova; di questi non ne esistono ancora molti tipi. I circuiti sperimentali di seguito descritti sono stati realizzati con dei μA78MG e μA79MG. Questi IC forniscono delle tensioni rispettivamente da +5 V fino a +30 V e da -2, 2 V fino a -30 V con correnti fino a 0,5 A. Essi sono provvisti di limitatore di corrente e di potenza dissipata e protetti da surriscaldamento; rispettando la polarità della tensione sono perciò praticamente indistruttibili. Il contenitore «Power-Mini-DIP-Case» permette una buona dispersione del calore.
La stabilità della tensione di uscita al variare del carico e della tensione di ingresso è migliore dell'1% in tutti i casi, e così pure la stabilità nel tempo. La soppressione di tensione di disturbo è circa dell'ordine di 80 dB (= 10000 volte) e la tensione di disturbo in uscita è inferiore a 1 mV.
A parte la minor tensione di uscita (2,2 V contro 5,0 V) i due tipi sono completamente uguali in tutte le caratteristiche; si trat-

18. Schema fondamentale di collegamento dell'IC LH0070-H in un circuito per tensione di riferimento



ta cioè di due integrati veramente complementari. Gli IC si trovano in tre diverse versioni T1, T2 e T3 a seconda del contenitore usato, ovvero con alette di raffreddamento: da saldare al circuito stampato (T1), da saldare o avvitare sul lato rame del circuito stampato (T2) o da avvitare su un apposito lamierino dissipatore (T3). La massima potenza perduta ammessa è 7,5 W, mentre la resistenza termica del contenitore varia a seconda del contenitore, ed esattamente 7,5 (max 11)°C/W per le versioni T1 e T2 e 8,5 (max 15)°C/W per la versione T3.

Senza raffreddamento, la potenza perduta massima ammessa è di circa 2 W con temperatura ambiente T_a = 25°C.

C'è da tener presente che per i due IC la numerazione dei piedini è differente.

Inoltre nel µA78MG l'aletta di raffreddamento è collegata a massa, mentre nel µA79MG è collegata con l'ingresso.

Qui di seguito vengono trattati i punti da tener presente dimensionando il circuito. La tensione di uscita è compresa fra V_r e (V_i - 2 V) dove V_r è la tensione di riferimento (5,0 V per il µA78MG e -2,2 V per il µA79MG) (vedi anche le figure 19 e 24). V_U si calcola nel modo seguente:

$$V_U = \frac{R1 + R2}{R2} V_r \qquad (14)$$

L'ingresso di regolazione C serve per fissare la tensione di ingresso. La corrente che passa attraverso C è di solo 1 µA. Fissando la corrente inversa I_{in} del partitore di tensione a 1 mA, si ha:

$$R2 = \frac{V_r}{I_{in}} = \frac{5\ V}{1\ mA} = 5 k\Omega \qquad (78MG)$$

ovvero

$$R2 = \frac{2,2\ V}{1\ mA} = 2,2\ k\Omega \qquad (79MG)$$

essendo l'ingresso di controllo sempre alla rispettiva tensione di riferimento.

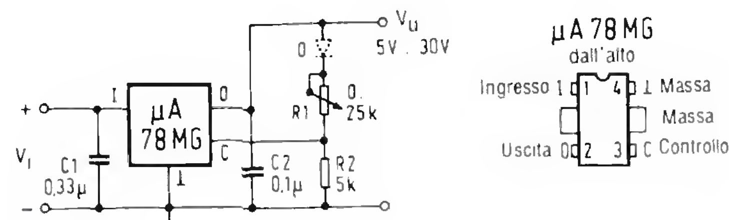
R1 e R2 sono attraversate praticamente dalla stessa corrente, essendo trascurabile la corrente che passa attraverso C. La tensione di uscita (in V) è determinata perciò, per una corrente di 1 mA, con la formula $V_U = (R1 + R2) \cdot 1$ mA dove R1 e R2 sono da esprimere in kΩ.

Quando IC deve alimentare un carico fortemente capacitivo, o quando viene caricata una batteria, allo spegnimento della tensione di alimentazione, si può avere il cosidetto «latch-up-effect» che può danneggiare l'IC stesso. Per impedirlo si collega un diodo in serie a R1 verso l'uscita (in fig. 19 è tratteggiato).

Il circuito base regolatore di tensione con l'IC µA78MG è quello di fig. 19. Per i condensatori C1 e C2 vale quanto detto per la fig. 11 al paragrafo 2.1. L'aletta di raffreddamento anche se è collegata a massa, non va usata per il collegamento elettrico dell'IC. Inoltre saldando i piedini non soffermarsi mai più di 10 sec col saldatore su un piedino.

Per aumentare la corrente di uscita dell'IC, gli si può collegare un transistore in parallelo come in fig. 20.

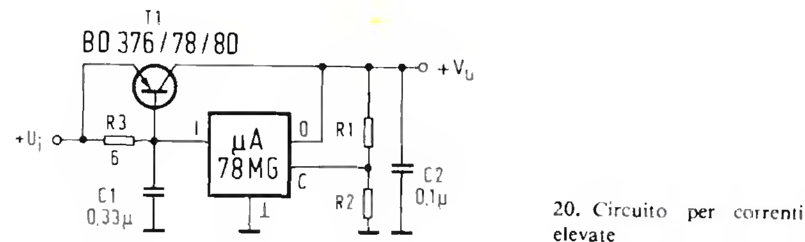
La corrente di carico si ripartisce quindi fra IC e transistore. Quando attraverso l'IC passano circa 110 mA, ai capi di R3 c'è una caduta di tensione sufficiente a pilotare il transistore collegato in parallelo. In questo modo si possono stabilizzare correnti fino a 1,5 mA e più, mantenendo inalterate le caratteri-



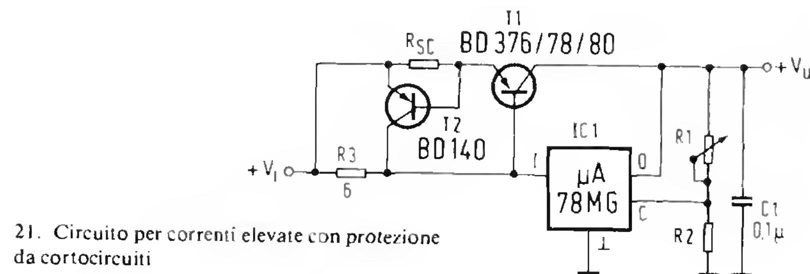
19. Circuito fondamentale e schema dei piedini del regolatore variabile µA78MG

stiche di regolazione dell'IC. Con una variazione della corrente di carico da 0 a 1,5 A, si ha una variazione della tensione di uscita inferiore a 10 mV!

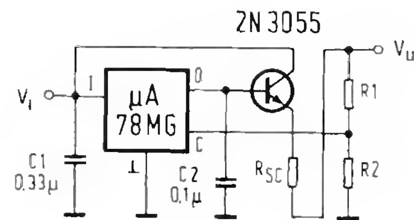
Per proteggere da cortocircuiti anche il transistore si inserisce un secondo transistore T2 come in fig. 21; la soglia di intervento del limitatore si calcola con la formula (4). In ogni caso la tensione di ronzio cresce, poichè il limitatore di corrente diminuisce la capacità di regolazione del transistore in parallelo all'IC.



20. Circuito per correnti elevate



21. Circuito per correnti elevate con protezione da cortocircuiti



22. Circuito per correnti elevate con transistore NPN

Al paragrafo 3.1 è riportato il disegno del circuito stampato per realizzare questo circuito.

Un circuito di regolazione con l'integrato 2N3055 è quello di fig. 22; si possono però usare anche altri transistori NPN.

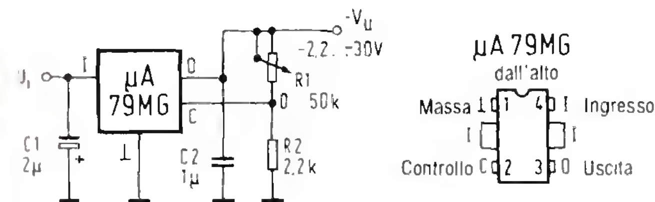
Poichè qui il transistore non viene pilotato dalla caduta di tensione ai capi di una resistenza, bensì riceve la corrente di base direttamente dall'IC, la grandezza della corrente di uscita dipende solo dall'amplificazione di corrente del transistore stesso. Col 2N3055 (fattore di amplificazione di corrente di circa 40; corrente massima di collettore 15 A; corrente massima di base di 4 A) si possono stabilizzare correnti fino a 15 A. Per il calcolo vale la formula:

$$I_{Umax} = I_U \cdot \beta \qquad (15)$$

dove I_U è la corrente massima di uscita dell'IC (3500 mA) e β è il guadagno in corrente del transistore collegato in parallelo.
Usando per T un darlington (ad es. un MJ3000) si possono stabilizzare correnti molto elevate. Bisogna però fare sempre attenzione a non superare la corrente massima di collettore e la potenza dissipata!

Questo circuito in cui R_{SC} lavora come resistenza limitatrice in caso di cortocircuito (vedi par. 1.1.4), è molto indicato per realizzare un economico alimentatore sperimentale con ottime prestazioni.

In fig. 23 si vede il circuito base per un alimentatore a tensione negativa con un IC µA79MG.



23. Circuito fondamentale di un regolatore di tensione negativa variabile con l'IC's µA79MG

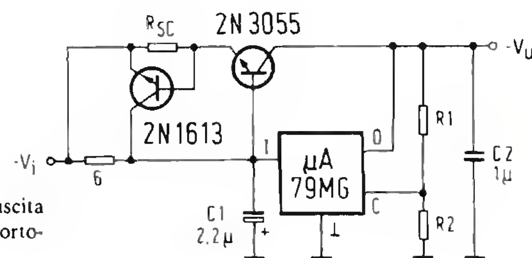
Qui saltano subito all'occhio le maggiori capacità usate per i condensatori C1 e C2 rispetto al circuito con l'IC μA78MG.

Esse sono necessarie per ottenere la stessa soppressione delle tensioni di disturbo tenendo presente le differenze fra i due circuiti interni degli IC. Poichè qui le alette di raffreddamento sono collegate alla tensione di ingresso, è da usare la massima prudenza durante il montaggio delle alette, curando in modo particolare l'isolamento verso massa. Per C1 e C2 si possono usare anche dei condensatori elettrolitici (possibilmente al tantalio) facendo però bene attenzione alla polarità (positivo a massa!).

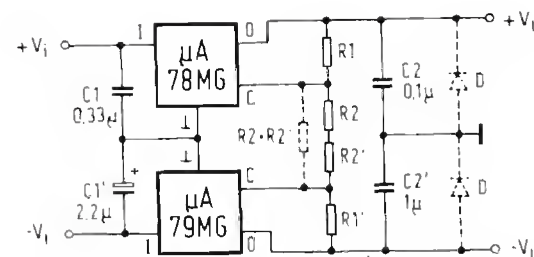
Anche con questi IC si può aumentare la corrente di uscita con un transistore in parallelo. Anzichè un 2N3055 si adatta molto bene un darlington PNP come l'MJ3000.

Il transistore limitatore di corrente T2 si può anche tralasciare, tenendo però presente che il transistore di potenza costa 10 volte tanto (fig. 24). A causa della sua maggior sensibilità a tensioni di disturbo, col regolatore di tensione negativa vanno curati in modo particolare i collegamenti fra regolatore e transistore di potenza, tenendoli il più corti possibile. Nel caso il transistore venga montato su un dissipatore è bene montare anche l'IC col suo circuito stampato sul dissipatore stesso.

Essendo uguali tutte le caratteristiche dei due circuiti integrati, tranne le polarità delle tensioni di uscita, sono possibili delle applicazioni veramente interessanti. Con mezzi molto semplici si possono costruire dei regolatori di tensione simmetrici e asimmetrici.



24. Circuito per correnti di uscita elevate con protezione da cortocircuiti



25. Circuito per un regolatore di tensione dual-tracking (doppia-traccia)

Un caso speciale di regolatore di tensione simmetrico è il cosiddetto regolatore a doppia traccia (dual-tracking) come quello di figura 25. In questo circuito i due regolatori di tensione sono accoppiati in modo che le due tensioni in uscita hanno sempre lo stesso valore. Quando ad esempio la tensione positiva, in seguito a una variazione del carico, diminuisce di 10 mV, la tensione negativa cala della stessa quantità, in modo che le due tensioni rimangano sempre simmetriche rispetto alla massa.

Questo fatto ha il vantaggio che, alimentando circuiti lineari, ad esempio amplificatori o comparatori, lo zero dell'amplificatore non si sposta mai dal potenziale di massa.

Questo circuito non è realizzabile con dei regolatori fissi, ma solo con dei regolatori variabili i cui ingressi di regolazione si possano collegare, tramite delle resistenze, come in figura 25. La tensione di uscita per ogni IC va calcolata con la formula (14). Le due resistenze R2 e R2' si possono sostituire con un'unica resistenza R = R2 + R2'. Per poter regolare esattamente la tensione di uscita si inserisce un potenziometro a trimmer fra R1 e R2 (ovvero R1', R2') collegandone il cursore all'ingresso di controllo dell'IC. In ogni caso le regolazioni della tensione positiva e negativa si influenzano a vicenda, cosicchè la compensazione avviene ripetutamente da entrambe le parti. Quando il carico non è collegato con la massa (ed è il caso della maggior parte degli amplificatori operazionali), le uscite dei due regolatori devono essere disaccoppiate con dei diodi collegati a massa.

2.3 Circuiti con IC regolatori universali di tensione

I circuiti seguenti sono realizzati con l'integrato regolatore più diffuso, il μA723C. Questo circuito integrato è anche il primo regolatore realizzato in forma integrata.
Lo svantaggio di dover montare esternamente dei componenti, è largamente compensato dalle eccezionali caratteristiche dell'integrato. Variazioni di 25 V all'ingresso si ripercuotono sulla tensione di uscita nella misura dello 0,1%, la stabilità per variazioni del carico è addirittura dello 0,03%. Il coefficiente termico relativo alla tensione di uscita è di circa lo 0,03%/°C e la tensione di ronzio (ripple) di 25 μV. La tensione di ingresso va da 10 a 40 V con tensioni in uscita da 2 a 37 V. La differenza minima richiesta, fra tensione d'ingresso e tensione d'uscita, è di 3 V. La tensione di riferimento interna è di circa 7,15 V (da 6,8 a 7,15 V) come indicato in figura 9.
Ci sono due circuiti fondamentali, uno per tensioni da 2 a 7 V e l'altro per tensioni superiori a 7 V. Il circuito per tensioni inferiori a 7 V è quello di figura 26 dove la tensione di uscita è fissata tramite il partitore di tensione R1, R2 al quale è applicata la tensione di riferimento. La tensione di uscita si calcola nel modo seguente:

$$V_U = V_{ref} = \frac{R2}{R1 + R2} \qquad (16)$$

dove V_{ref} è la tensione interna di riferimento. Con C_R si diminuisce la componente di disturbo presente nella tensione di riferimento (di circa 10 volte). C1 serve come compensatore per l'amplificatore e per la soppressione di oscillazioni in alta frequenza. Il valore di R3 va dimensionato per una sensibilità minima alla temperatura del circuito, nel modo seguente:

$$R3 = \frac{R2 \cdot R1}{R1 + R2} \qquad (17)$$

Valori tipici di R2 si ottengono da R1 + R2 ≅ 7 kΩ. R_{SC} è la re-

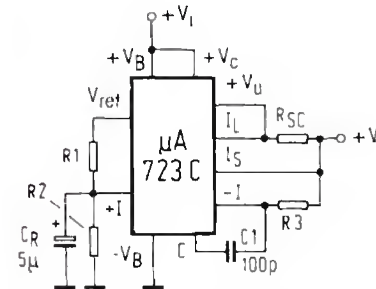
sistenza di protezione, il cui valore determina il punto di intervento del limitatore di corrente. Esso si calcola così:

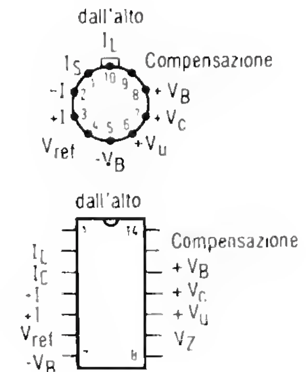
$$R_{sc} = \frac{0,65\ V}{I_{max}} \qquad (18)$$

I dati tipici di un circuito come questo sono:
fattore di stabilizzazione: 6000; stabilizzazione per variazioni di carico: 0,3% con variazioni di 50 mA della corrente di uscita.
Il circuito di regolazione di tensione per tensioni fra 7 e 37 V di figura 27, si distingue da quello di figura 26 perchè qui, la tensione di riferimento è collegata direttamente con l'ingresso invertito. La grandezza di uscita è determinata dal rapporto fra R1 e R2 e si calcola nel modo seguente:

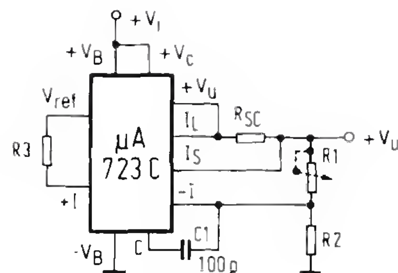
$$V_U = V_{ref} \frac{R1 + R2}{R2} \qquad (19)$$

dove R1 è da 7,5 kΩ. R3 si calcola con la formula (17). I valori per il fattore si stabilizzazione e per variazioni dipendenti dal carico, sono un pò inferiori a quelli del circuito di figura 26, poichè l'ingresso invertito dell'amplificatore di regolazione non è collegato direttamente con l'uscita; le variazioni della tensione di uscita vengono ripartite fra R1 e R2.



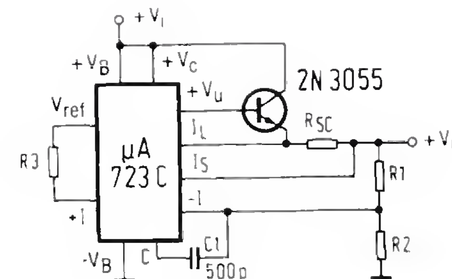


26. Circuito fondamentale di collegamento e schema dei piedini dell'IC μA723, regolatore di tensione universale, per tensioni da 2 a 7 V



27. Schema di collegamento del μA723 per tensioni fra 7 e 37 V

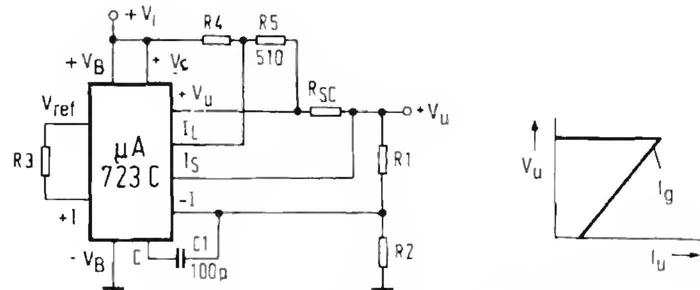
A questo proposito una osservazione: sostituendo R1 e R2 con un potenziometro il cui cursore sia collegato con l'ingresso invertito, a causa del rapporto fissato dalla formula (16), la tensione di uscita non dipenderà linearmente dalla posizione del potenziometro. Perciò la precisione di regolazione calerà con l'aumentare della tensione.
Questo effetto si elimina usando per R2 una resistenza fissa, e per R1 una resistenza regolabile. In questo modo si ottiene un rapporto lineare fra tensione di uscita e posizione del potenziometro.
Poichè questo integrato è provvisto solo di un limitatore interno della corrente di cortocircuito, ma manca però di un limitatore di potenza per il transistore esterno, e di una protezione da sovratemperature, si deve fare attenzione in modo particolare al raffreddamento e ai valori massimi di potenza dissipabile (0,8 W per la versione con contenitore TO 5 e 1,0 W per la versione DIL-14).
In figura 28 si vede una possibilità di aumento della corrente di uscita. È per ciò necessario solo un ulteriore transistore di potenza. Poichè il transistore limitatore di corrente è già incorporato nel circuito integrato, (vedi fig. 9) con i singoli piedini riportati però all'esterno, collegandolo come in figura 28 si protegge anche il transistore di potenza esterno contro il cortocircuito. Anche qui si deve fare particolare attenzione nel montaggio affinchè i collegamenti col transistore di potenza siano il più corti possibile, evitando così tensioni di ronzio. Bisogna inoltre ricordare una particolarità di tutti i circuiti di stabilizza-



28. Circuito per correnti d'uscita elevate

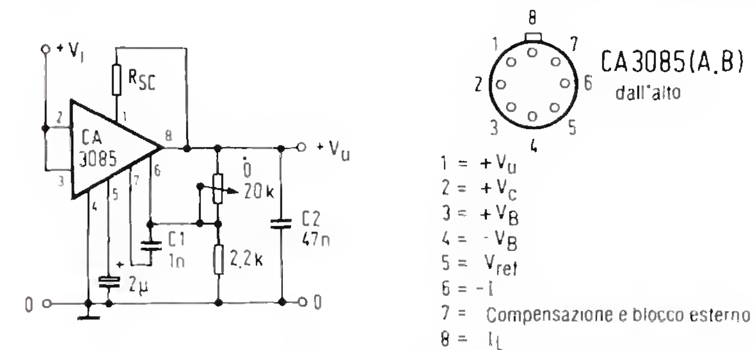
zione di tensione (compresi quelli integrati per tensioni fisse). Si tratta del punto del partitore di tensione d'uscita a cui si preleva la tensione da stabilizzare, detto anche sensore. La tensione di uscita viene mantenuta costante, come è facilmente comprensibile, dal regolatore al punto in cui è collegato il sensore.
Quando fra questo punto e il carico c'è una linea di alimentazione abbastanza lunga, la tensione è mantenuta costante dallo stabilizzatore, al punto in cui è collegato il sensore.
La linea che alimenta il carico ha però una sua resistenza (anche se bassa) che determina perciò una caduta di tensione, così che al variare della corrente di carico varia anche la tensione al carico stesso. Soprattutto per correnti elevate questo effetto si fa sentire in modo abbastanza indesiderabile come ci dimostrerà l'esempio seguente. Con una resistenza di linea di 0,05Ω e una corrente di carico di 5 A si ha già una caduta di 0,25 V che peggiora notevolmente la regolazione del circuito stabilizzatore. Per questo motivo il sensore andrebbe collegato sempre all'utilizzatore e non all'uscita dello stabilizzatore. Per alimentatori sperimentali ciò non è però sempre realizzabile facilmente, e d'altronde non è neanche necessario se si collega il carico con una linea molto corta e se non si superano i 2 A di corrente di carico. Per linee lunghe e in modo particolare per correnti elevate si sconsiglia perciò di collegare il sensore all'uscita dell'alimentatore, bensì di provvedere una boccola tramite la quale si collegherà l'alimentatore al sensore situato direttamente nel circuito di carico. (Questo collegamento va in ogni caso effet-

tuato prima di accendere l'alimentatore). Anche per alimentatori sperimentali si tenga comunque conto di questo fatto, collegando il sensore direttamente alle boccole di uscita.
Per ultimo trattiamo uno speciale circuito limitatore di corrente, ovvero il cosidetto circuito a current-foldback o circuito con controreazione di corrente (Fig. 29). Esso è molto indicato per alimentare circuiti molto sensibili, impedendo che il corto circuito di un transistore o di una resistenza provochi la distruzione, con la corrente rimanente, di tutto il circuito.
La curva di regolazione di questo circuito si vede anche in figura 29. Appena viene raggiunto un determinato valore di corrente, la cosiddetta corrente di ginocchio I_G, il circuito di regolazione interviene portando la corrente a un valore inferiore.
Il circuito lavora nel modo seguente: alla base del transistore limitatore di corrente è applicata una tensione intermedia fra tensione non regolata d'ingresso e tensione regolata d'uscita, ottenuta tramite il partitore di tensione R4/R5. La corrente d'uscita provoca una caduta di tensione ai capi di R_{SC} così che l'emettitore del transistore limitatore di corrente diventa negativo.
Quando la tensione base-emettitore ha raggiunto la tensione di conduzione, il transistore conduce limitando la corrente d'uscita. Inoltre un aumento della corrente di uscita provoca un aumento della corrente di base del transistore limitatore. C'è cioè una reazione positiva, che riduce la corrente appena questa supera il valore I_G. Appena viene eliminata la causa del cortocircuito, la corrente torna al suo valore iniziale.



29. Circuito di regolazione a current-foldback e relativa curva caratteristica di regolazione

Qui di seguito vengono presentati due circuiti con un integrato largamente diffuso, il CA3085. A differenza del µA723C in questo integrato la tensione di riferimento e l'ingresso non invertito (+I) sono collegati assieme internamente. Inoltre la tensione di riferimento è di 1,7 V così che la tensione d'uscita può scendere fino a questo valore. La massima tensione di uscita è 26 V (CA3085), 36 V (CA3085A) e 46 V (CA3085B), dove la corrente d'uscita può arrivare a 100 mA, e la potenza dissipata fino a 0,6 W senza dissipatore e 1,6 W con dissipatore. Il coefficente termico è eccezionalmente basso, ed esattamente solo 0,0035%/°C.
La base del transistore limitatore di corrente è già collegata internamente con l'uscita; c'è anche un ulteriore contatto tramite il quale si può disinserire la tensione di uscita; esso serve per compensazioni di frequenza. Il circuito fondamentale d'impiego e lo schema dei piedini del CA3085 sono quelli di figura 30. Il condensatore elettrolitico fra il piedino 5 dell'IC e la massa serve per disaccoppiare dall'alternata la tensione di riferimento, sopprimendo notevolmente la componente alternata presente nella tensione d'uscita. La resistenza R_{SC} serve per limitare la corrente; il suo valore si calcola con la formula (4). C1 e C2 servono per compensazioni di frequenza e per la soppressione della tensione di ronzio, il loro valore si determina speri-

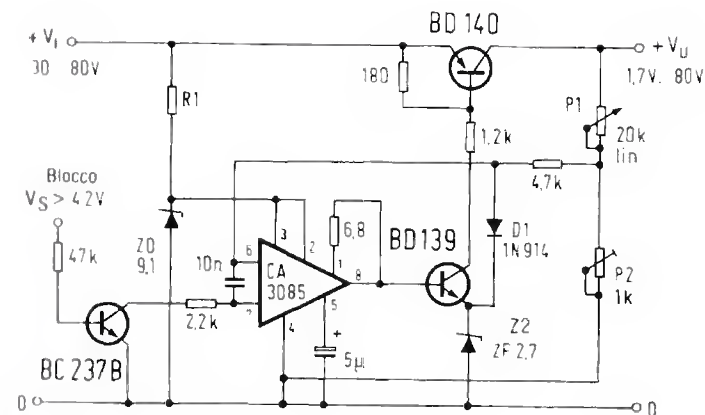


30. Circuito fondamentale e schema piedini del CA3085 (A, B)

mentalmente. Con i valori riportati nello schema di figura 30 si ha una tensione in uscita con disturbi non superiori a 5 mV e variazioni della tensione d'uscita inferiori a 5 mV per variazioni di carico di 100 mA. Poichè questo IC non è provvisto di una protezione interna da sovratemperatura e da sovraccarico, è da curare in modo particolare il raffreddamento facendo attenzione a non superare la potenza nominale.
Tutti i circuiti visti finora permettevano di regolare tensioni fino all'incirca 40 V. Con un circuito appositamente studiato è però possibile la regolazione di tensioni superiori anche con i circuiti integrati. Un circuito di questo genere è quello di figura 31.
Esso forma anche la base dell'alimentatore descritto al paragrafo 2.5. Il CA3085 è collegato in modo analogo a quello visto in fig. 30. Con il diodo Zener Z 9,1 (9V/1W), e la resistenza R1, la tensione di alimentazione dell'IC viene mantenuta a 9 V, indipendentemente dalla tensione non regolata che arriva all'ingresso. Il valore di R1 va calcolato in base al valore della tensione di ingresso, in modo che attraverso il diodo Zener passi una corrente di circa 50 mA, cioè:

$$R1 = \frac{V_I - 9V}{0,05\ A} \qquad (20)$$

L'uscita dell'IC, protetta da sovraccarichi con una resistenza da 6,8 Ω, pilota la base del transistore BD 139. Poichè la tensione di uscita minima dell'IC è di 1,7 V, l'emettitore del transistore deve essere tenuto a un potenziale da 2 a 3 V positivo rispetto alla massa, altrimenti condurrebbe sempre e perderebbe quindi la sua capacità di regolazione. Questo si ottiene con un diodo Zener Z2, ai capi del quale si ha una caduta di circa 2,7 V.
Il collettore è collegato alla base del transistore finale BD 140 tramite una resistenza da 1,2 kΩ.
La resistenza da 180 Ω fa sì che attraverso il transistore BD139 passi sempre la corrente necessaria al corretto funzionamento del diodo Zener Z2. Attraverso la resistenza da 4,7 kΩ viene



31 Circuito con il CA3085 per tensioni d'uscita elevate

applicata all'ingresso invertente dell'IC una parte della tensione d'uscita, determinata dal partitore di tensione formato da P1 e P2. Con P1 si può regolare con continuità la tensione di uscita, mentre con P2 si fissa il valore massimo della tensione di uscita stessa.
Parliamo adesso della funzione del diodo D1. Poichè l'ingresso invertente dell'IC e collegato con una tensione relativamente elevata (V_I, è superiore alla tensione di alimentazione dell'IC), può succedere che, per una variazione repentina della tensione di uscita, all'ingresso invertente arrivi una tensione superiore a quella di alimentazione dell'IC. Ciò ha come conseguenza immediata il cosiddetto latch-up-effect. Tenendo presente che la giunzione del transistore d'ingresso dell'IC è polarizzato in senso di conduzione, si ha la distruzione dell'IC stesso e il circuito di regolazione viene messo fuori uso. Il diodo D1 provvede affinchè all'ingresso invertente la tensione non superi mai i 3,4 V (somma della tensione di Zener di Z2 e della tensione di conduzione di D1, cioè 2,7 + 0,7 V) preservando così il circuito di regolazione dalla distruzione.
Con i valori indicati nello schema di figura 31 si possono regolare con continuità tensioni fra 1,7 e massimo 80 V. La variazione della tensione di uscita è inferiore a 10 mV per variazioni

di carico di 0,2 A, e la tensione di disturbo è in ogni caso inferiore a 10 mV. La corrente di uscita è di 1 A e la potenza massima dissipabile dal transistore finale è di 8 W (montandolo su un dissipatore con un resistenza termica di almeno 5 °C/W).
Lo stesso circuito si può usare anche per regolare tensioni fino a qualche centinaio di volt. In questo caso si dovranno usare dei transistori finali e pilota con appropriate tensioni di collettore-emettitore.
Il tempo di regolazione, dipendente da tensione e corrente di uscita, è compreso fra 20 e 200 μs. Applicando all'ingresso di blocco una tensione superiore a 4,2 V, tramite il transistore BC237b si può togliere la tensione di uscita in 50 μs.

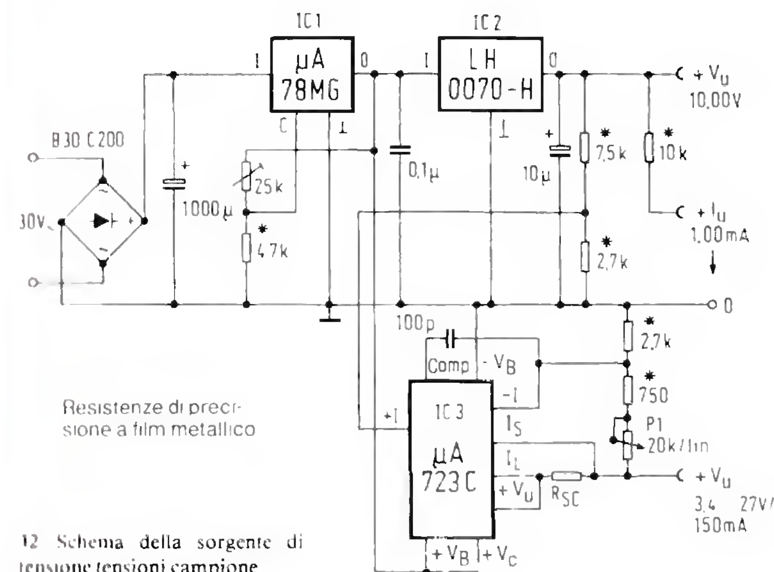
2.4 Costruzione di una sorgente di tensioni campione

Uno dei problemi che ha finora trattenuto i dilettanti dall'autocostruirsi strumenti di misura, è stato spesso l'impossibilità di eseguirne la taratura e di controllarne la precisione.
Questo problema trova ora soluzione con l'uso dell'integrato LH0070 - H di cui abbiamo parlato al capitolo 2.1, e con il quale si possono realizzare ottime apparecchiature di taratura.
Lo schema di questo apparecchio è quello di figura 32. Esso è realizzato con tre integrati. Il disegno per il relativo circuito stampato è al paragrafo 3.1.
Il regolatore formato dall'IC μA78MG serve per prestabilizzare e per determinare la massima tensione di uscita. Al posto del trimmer da 25 kΩ si può usare anche una resistenza fissa.
L'IC LH0070-H fornisce una tensione campione di 10,00 V e attraverso una resistenza (di precisione!) di 1 kΩ una corrente campione di 1,00 mA per la taratura di analizzatori universali (ad esempio un voltmetro digitale autocostruito).
Il tipo usato (-1H, -2H, -3H) dipende dalla precisione desiderata (vedere i dati nella tabella di figura 16). Inoltre la tensione di uscita dell'LH0070-H viene usata come tensione di riferimento per il μA723C, la cui tensione di riferimento interna rimane inutilizzata.

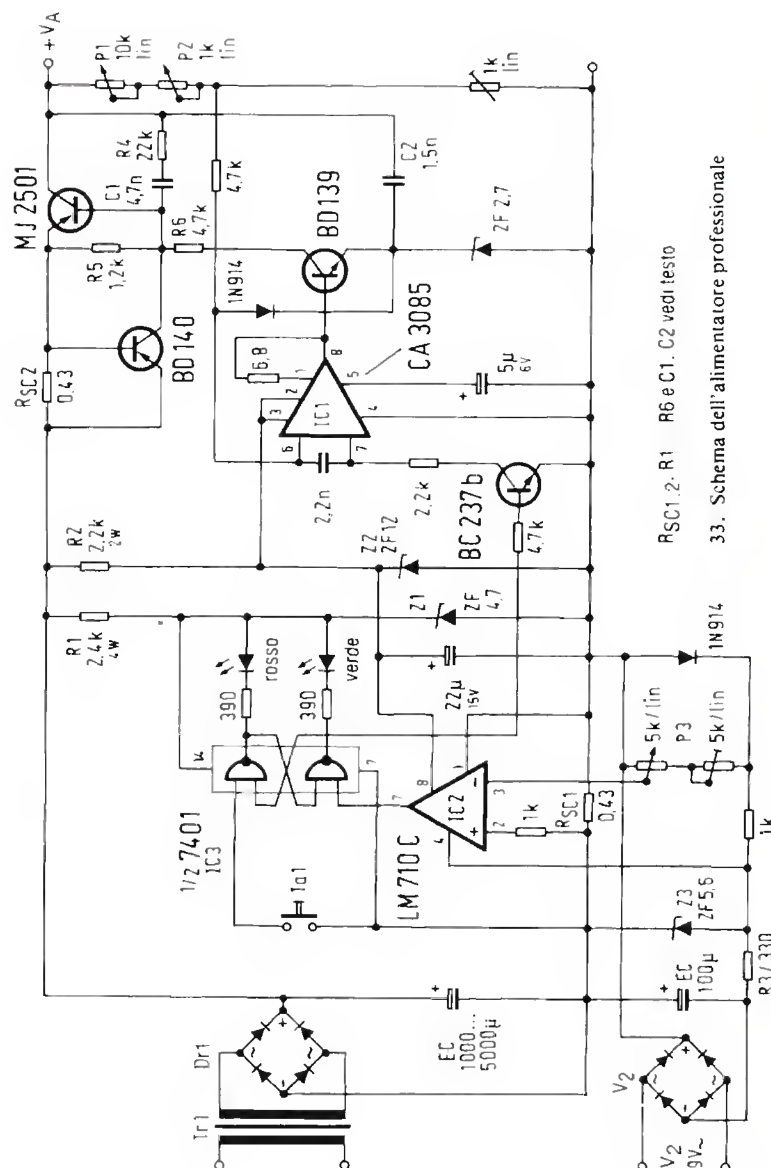
All'uscita di questo IC si ha una tensione regolabile con continuità fra 3,4 e 27 V, molto costante e protetta da cortocircuito. La corrente di uscita è limitata dalla resistenza R_{sc} fra 7 mA (R_{sc} = 100 Ω) e 150 mA (R_{sc} = 4,7 Ω). La tensione di disturbo (ripple) è inferiore a 2 mV per tutte le tensioni di uscita!
Il potenziometro P1 deve essere con demoltiplica 10 a 1 per facilitare l'esatta regolazione della tensione di uscita. Per non danneggiare le buone qualità del circuito si consiglia inoltre l'uso di resistenze di precisione metal-film con basso coefficiente termico.

2.5 Costruzione di alimentatore professionale

Per chiudere vogliamo trattare la costruzione di un alimentatore professionale con limitatore di corrente regolabile e con ottime caratteristiche di regolazione. Lo schema del prototipo è quello di figura 33. Esso prevede una tensione di uscita regolabile con continuità fra 2 e 50 V, e una corrente massima in usci-



32 Schema della sorgente di tensione tensioni campione



RSC1,2: R1 R6 e C1, C2 vedi testo

33. Schema dell'alimentatore professionale

ta di 1,5 A; queste caratteristiche sono però facilmente modificabili. Qui di seguito diamo le indicazioni per farlo.

2.5.1 Raddrizzatore e trasformatore

Per il dimensionamento del trasformatore, del diodo raddrizzatore e del condensatore elettrolitico di livellamento, vale quanto già detto al paragrafo 1.1.1. Per la versione 50 V/1,5 A sono sufficienti: trasformatore col secondario da 55 V e 1,6-1,8 A, raddrizzatore tipo B80C1500 e condensatore elettrolitico da 2500 μF/80 V. In modo particolare vanno curati i collegamenti fra trasformatore e raddrizzatore tenendoli il più corti possibili e di sezione elevata, per eliminare tensioni di disturbo e limitare le dissipazioni di potenza. Nel caso sia necessario, si monti il raddrizzatore su di un apposito dissipatore.
Un altro punto molto importante riguarda il trasformatore.
Quando il trasformatore è utilizzato per alimentare più regolatori, come nel prototipo realizzato dall'autore, per avere a disposizione più tensioni, i secondari del trasformatore che alimentano i vari circuiti regolatori devono essere separati fra loro galvanicamente in ogni caso! Questo perchè se si collegano in parallelo le tensioni di uscita dei vari regolatori (o in serie) si metterebbero in cortocircuito i secondari del trasformatore.
Detto in altri termini, per alimentare due regolatori da 40 V, non basta un trasformatore da 80 V con presa centrale, bensì va usato un trasformatore con due avvolgimenti da 40 V separati l'uno dall'altro. Lo stesso vale naturalmente anche per l'avvolgimento ausiliario che alimenta il raddrizzatore a ponte DR2, esso deve essere separato dall'avvolgimento principale. Per l'alimentazione di Dr2 si può prevedere un apposito avvolgimento secondario da 8-15 V, 50 mA sul trasformatore principale Tr 1, oppure si può usare un trasformatore da campanelli da 9 V.

2.5.2 Il circuito di regolazione

Il principio di funzionamento del circuito di regolazione, composto dall'IC CA3085 e dal transistore BD139, è già stato trat-

tato al paragrafo 2.3 e in figura 31. Comunque qui sono stati aggiunti alcuni componenti.
A causa dell'elevato fattore di amplificazione del circuito, e in condizioni sfavorevoli della disposizione dei componenti, si possono innescare delle oscillazioni ad alta frequenza. Per evitare ciò, nel circuito è stato aggiunto il condensatore C 2.
Esso cortocircuita tutte le oscillazioni ad alta frequenza e riportata in controfase al circuito di regolazione, tramite l'emettitore del pilota, tutte le tensioni di disturbo presenti in uscita. Esso mantiene anche la tensione di disturbo (ripple) al di sotto di 5 mV.
Questi vantaggi si ottengono però a spese del tempo di regolazione. Per contenere il tempo di regolazione entro 200 μs (anzichè 1200) si inserisce il gruppo RC composto da C 1 e R 4.
La resistenza R5 fa sì che attraverso lo Zener passi sempre la corrente di funzionamento, e riduce il tempo di spegnimento.
I valori ottimali di R4, R5, C1 e C2 per ottenere i dati di uscita desiderati, si possono determinare solo sperimentalmente, rispettando i tempi di regolazione e spegnimento desiderati.
Le misure per rilevare questi dati richiedono l'uso di un oscilloscopio collegato in un circuito di misura come quello di figura 5 e 6. I valori per i componenti indicati in questi due schemi dovrebbero essere validi nella maggior parte dei casi.

I valori di R1, R2, R3 che limitano la corrente dei diodi zener Z1, Z2 e Z3, si calcolano nel modo seguente:

$$R1,2,3 = \frac{V_i - V_{Z1,2,3}}{0,03\ A} \qquad (21)$$

V_i è la tensione continua massima non regolata (vedi anche la formula (2) e $V_{Z1,2,3}$ le relative tensioni di Zener.

2.5.3 Il regolatore

Come regolatore viene usato un darlington tipo MJ2501. La sua corrente di collettore viene limitata da R_{SC2} e dal BD140.
La resistenza termica del dissipatore, per una potenza massima da dissipare P_{tot} = 1,5A·(55 - 2) V = 80 W, si calcola con la formula (8) come di seguito:

$$R_{thd} = \frac{(190\text{-}30)\ °C}{80\ W} - 1,17°C/W = 0,83°C/W$$

Volendo regolare potenze superiori, o volendo usare dissipatori di dimensioni inferiori, si possono collegare più transistori in parallelo come descritto al paragrafo 1.4.2.

Nel caso si debbano regolare delle tensioni superiori ai 75 V, al posto del MJ2501 e del BD139 si devono usare dei transistori con tensioni superiori ai 100 V, R6 va aumentata di 1 kΩ ogni 20 V di tensione non regolata.

2.5.4 Protezione da sovracorrenti

Questa protezione è realizzata secondo il principio illustrato col circuito di figura 4. La resistenza R3 insieme col diodo Zener Z3 serve per generare la tensione negativa necessaria per il funzionamento dell'IC comparatore LM710C.

Il potenziometro da 5 kΩ serve per fissare il punto di intervento del limitatore di corrente. Se la soglia di intervento viene raggiunta, il comparatore innesta il flip-flop (1/2 SN7401), e questo, attraverso il transistore BC237b, l'uscita dell'IC CA3085. Col T_r si può ripristinare la tensione di uscita.

I due led indicano lo stato del circuito (rosso: tensione disinserita, verde: tensione inserita). Essi possono anche essere tralasciati, in questo caso le due resistenze da 390 Ω vanno collegate direttamente con R1 e Z1, ovvero coi +4,7 V.

Il potenziometro da 5 kΩ in serie al trimmer serve per fissare la corrente massima di intervento del limitatore di corrente.

Come già visto nella descrizione del circuito di figura 4, il limitatore di corrente interviene appena la caduta di tensione ai capi di R_{SC1}, supera un valore determinato tramite il potenziometro P1. Questo valore determina il valore massimo di interven-

to del limitatore di corrente. R_{sc1} si calcola nel modo seguente:

$$R_{sc1} = \frac{0{,}7\ V}{I_{max}} \qquad (22)$$

La tensione di 0,7 V è la caduta di tensione che si ha ai capi del diodo 1N914 quando questo conduce, e che corrisponde alla massima tensione di zoccolo regolabile con P3.
Oltre a una limitazione di corrente per il carico è previsto anche un limitatore di corrente per il regolatore. Esso protegge il transistore finale dalla distruzione nel caso salti il fusibile. La resistenza R_{sc2} va calcolata anch'essa con la formula (22). In pratica è molto conveniente realizzare a mano le due resistenze R_{sc1} e R_{sc2} con del filo resistivo con una resistenza da 1 a 5 Ω/m.

2.5.5 Note per la realizzazione pratica

Per la realizzazione del circuito si può usare il circuito stampato di figura 39. In fase di montaggio vanno cablati per primi il raddrizzatore, i condensatori elettrolitici, le resistenze R1, R2 e R3, e i diodi Zener. Quindi si controlla che tutte le tensioni di alimentazioni abbiano il loro giusto valore e si monta il limitatore di corrente. Si esegue quindi un controllo per vedere se lo stesso funziona, collegando a massa la tensione non regolata tramite una resistenza da 10 Ω. La protezione deve far sì che, per una qualsiasi posizione del potenziometro, ci sia una commutazione da diodo verde a diodo rosso. Quando questa funzione è chiaramente esente da difetti, si produce al montaggio del circuito di regolazione e del transistore finale, facendo attenzione che il dissipatore sia montato su un supporto isolato dalla massa. Avendo a disposizione un oscilloscopio si controlli l'eventuale presenza di tensioni di disturbo (ripple) nella tensione di uscita.
(La presenza di tensioni di disturbo si manifesta in pratica facendo sì che la tensione non si possa regolare fino al valore minimo. In questo caso si devono cambiare i valori di C1, C2 , R4 e R5).

Per la meccanica si deve curare la ventilazione e la lunghezza dei collegamenti (vedi par. 1.4).
L'amperometro deve essere inserito a monte del punto in cui è collegato il sensore, in modo che la caduta di tensione provocata dall'amperometro venga considerata dal regolatore. E per chiudere diamo una tabella riassuntiva dei dati caratteristici dell'alimentatore professionale:

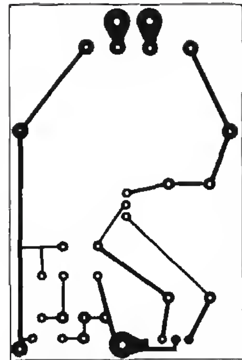
Tensione di uscita	V_u	2 ... 50	V
Corrente di uscita	I_u	1,5	A (massimo)
Variazione della tensione di uscita	$\Delta V_u / \Delta I_u$	< 10	mV/A
Tensione di disturbo (ripple)	$V_\sim$	< 10	mVpp
		5	mVpp (tipico)
Soglia di intervento del limitatore di corrente	I_l	0,01 ... 1,5	A
Tempo di spegnimento	t_{off}	< 50	μs
Tempo di regolazione	t_r	< 100	μs

3 Appendice

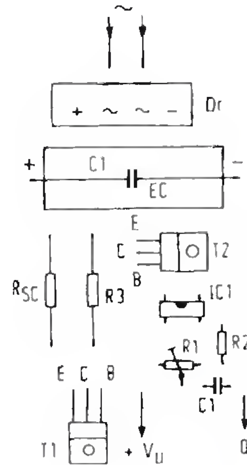
Nel paragrafo 3.1 abbiamo riportato gli schemi dei circuiti stampati relativi ai circuiti di fig. 21, 32 e 33. Vi è poi una bibliografia con un elenco dei manuali a cui ha attinto l'autore e che, a chi fosse interessato, permetteranno un ulteriore approfondimento della materia.

3.1 Circuiti stampati

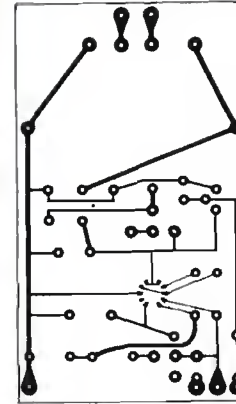
Nelle pagine seguenti diamo i disegni per i circuiti stampati e gli schemi di montaggio per i circuiti delle figure 21, 32 e 33.



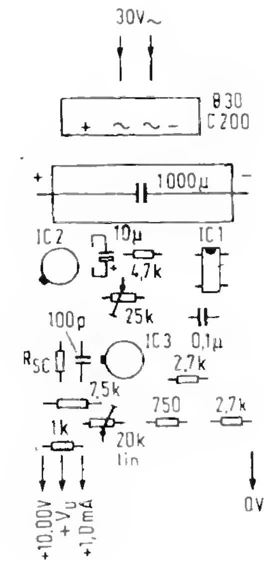
34. Circuito stampato per lo schema di fig. 21 (scala 1:2)



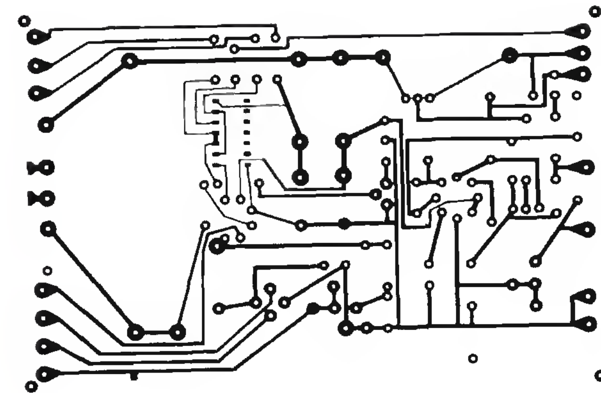
35. Schema di montaggio per il circuito di fig. 21 (scala 1:2)



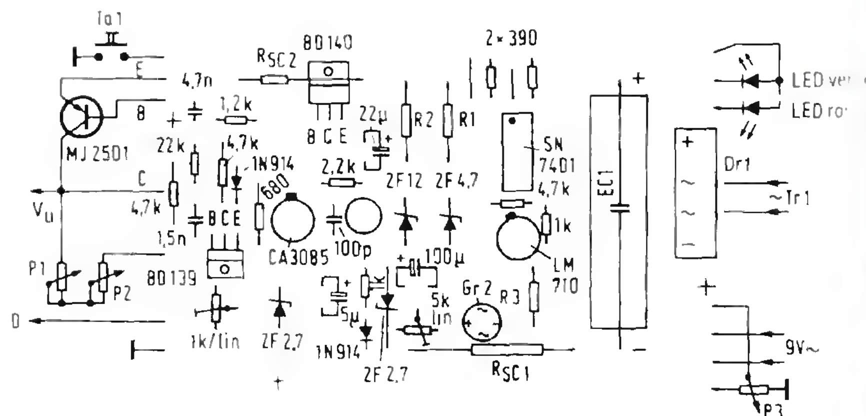
36. Circuito stampato per lo schema di fig. 32 (scala 1:2)



37. Schema di montaggio per il circuito di fig. 32 (scala 1:2)



38 Circuito stampato per lo schema di fig. 33 (scala 1:2)



39. Schema di montaggio del circuito di fig. 33 (scala 1:2)

3.2 Bibliografia

1) Fairchild, The linear integrated circuits data catalog, 2/1973 pag. 5-7, 5-14
2) Fairchild application note 276, June 1969, pag. 1
3) Fairchild, Fogli tecnici μA78MG/μA79MG, Januar 1975
4) RCA. Manuale circuiti lineari SSD-201B, 1974, pag. 375
5) Fairchild, Full line condensed catalog, 1976

4. Indice analitico

[*Scriveteci due parole su quello che pensate di questo libro. Grazie.*]

☐ Desidero ricevere il catalogo delle vostre pubblicazioni di elettronica.

☐ Desidero acquistare i seguenti libri:

Titolo: .... L. ....
» : .... L. ....
» : .... L. ....
» : .... L. ....
» : .... L. ....
» : .... L. ....
» : .... L. ....

pagherò al postino L. .... + spese postali.

NOME E COGNOME ....

VIA E NUMERO ....

CAP E LOCALITÀ ....

PROVINCIA ....

Ho trovato questa cartolina nel libro:

acquistato in libreria - edicola - direttamente presso la casa editrice

affrancare

Mi interesso di

- ☐ RADIO TV
- ☐ ELETTROACUSTICA
- ☐ INFORMATICA
- ☐ ELETTRONICA INDUSTRIALE
- ☐ TECNICHE DI MISURAZIONE
- ☐ ____________

Sono

- ☐ STUDENTE
- ☐ DILETTANTE
- ☐ TECNICO PROFESSIONALE
- ☐ ____________
- ☐ ____________

franco muzzio & c. editore

Piazza de Gasperi, 12

35100 **PADOVA**

Il formato della cartolina è conforme alle nuove disposizioni postali

manuali
di
elettronica
applicata

collana diretta da mauro boscarol

libri pubblicati

1 Pelka - Il libro degli orologi elettronici L. 4.400
2 Renardy/Lummer - Ricerca dei guasti nei radioricevitori (2ª ed.) L. 4.000
3 Pelka - Cos'è un microprocessore? (2ª ed.) L. 4.000
4 Büscher/Wiegelmann - Dizionario dei semiconduttori L. 4.400
5 Böhm - L'organo elettronico L. 4.400
6 Kühne/Horst - Il libro dei circuiti HiFi L. 4.400
7 Bochum/Dögl - Guida illustrata al TVcolor service L. 4.400
8 Schneider - Il circuito RC L. 3.600
9 Sehrig - Alimentatori con circuiti integrati L. 3.600

libri di prossima pubblicazione

Sutaner/Wissler - Il libro dell'oscilloscopio
Mende - Il libro delle antenne: la teoria
Lewandowski - Analisi e progetto di sistemi

L. 3.600 (3.396)

tecniche di misurazione
radioamatori
elettronica professionale
componenti
elettroacustica
radio tv
elettronica generale
modellismo